SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

3

L. 1000

MARZO

RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTÀ E RADIOCOMUNICAZIONI

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 - ANNO II - MARZO 1975

+ 60% con la pila ORO

HELLESENS
TYPE 836
extra power
1,5 VOLT
IEC R20

HELLESENS
TYPE 826
extra effect
1,5 VOLT
IEC R14

La nuova pila **ORO**
della **HELLESENS** consente una resa + 60 % nei registratori + 50 % nelle radio, paragonata alle migliori pile a lunga durata presenti su mercato.

By Appointement to the Royal Danish Court

O TRE
O NIENTE

I nostri lettori sanno che non abbiamo mai parteggiato per un qualsiasi standard di televisione a colori. Da anni andiamo pubblicando che l'assenza della TV a colori (non importa quale) è dannosissima alla sopravvivenza del settore e, conseguentemente, all'economia italiana. I fatti ci hanno dato più ragione di quanta ne sperassimo, (o temessimo) ma le talpe che dai buchi dei loro comodi seggi politici defecano sulla nostra economia, non hanno capito niente, non di ciò che abbiamo scritto noi (non pretendiamo tanto) ma di ciò che accade intorno, sotto le loro facce di topo. Ora, mentre dovremmo essere prossimi, almeno così si spera, al termine di questa ridicola e tragica attesa, esce il fatto nuovo che, se non altro, servirà ai politici per capirci ancora meno.
Il fatto nuovo è lo standard italiano, che otto anni fa sarebbe stato una benedizione ma adesso arriva giusto in tempo a complicare le cose. I giornali ne hanno già parlato. Il sistema è quello della Indesit, chiamato Isa. Diceva, un giornale, che ci libererà dal pagamento di royalties all'estero, e noi per primi vorremmo che così fosse. Tra l'altro, quel giornale non è molto ferrato in materia perché parla addirittura di ottantamila lire per apparecchio. La gente non sa, e beve queste panzane rallegrandosi in cuor che, meno male, è arrivato in tempo il sistema italiano a liberarci da quel pesante contributo, esistente solo nella fantasia di chi l'ha pubblicato.
E se poi l'ISA fosse diversa dal PAL e dal SECAM ma assomigliasse, come pare, al NTSC? Un contributo all'estero andrebbe sempre versato. Lontano da quella misura, ma comunque un contributo.
Il problema, tuttavia, rimane quello di fondo. Dopo che tutti i Paesi civili vedono da anni la TV a colori, noi facciamo la figura dell'ultimo della classe, del tonto-di-mamma. I grossi fallimenti sono una triste realtà, la gente che ha perso posti di lavoro, stipendi e salari sono una realtà cruda, la cassa integrazione è una realtà pesante.
Noi, naturalmente, non siamo contro l'ISA. Ben venga, se serve a sbloccare la situazione, ma venga presto. Sapete, però, come andrà a finire? E' facilissimo essere profeti. Nel gennaio 1975 abbiamo scritto che, inondati da Svizzera, Jugoslavia e Francia, avremmo finito con l'adottare il bistandard. Ora avremo il colore nazionale e poiché non vorremo rinunciare a niente, noi, i più ricchi d'Europa, avremo nientemeno che il tristandard.

R. C.

Direttore Responsabile: **RUBEN CASTELFRANCHI**
Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Editore: **J.C.E.** — **Marzo 1975**

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

SELEZIONE RADIO - TV
di tecnica

Editore: J.C.E.
Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI
Direttore tecnico
PIERO SOATI
Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA
Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI
Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO
Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO
Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - Giuseppe Contardi
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli - Domenico Serafini
Franco Simonini - Gloriano Rossi
Mauro Ceri - Arturo Recla
Gianfranco Liuzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica, alta fedeltà e radiocomunicazioni

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641
Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239
del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.000
Numero arretrato L. 2.000
Abbonamento annuo L. 10.000
Per l'Estero L. 14.000

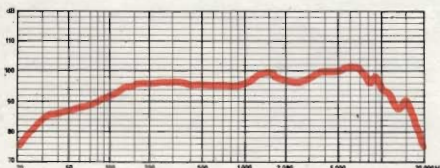
I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

WOOFERS

AUDAX

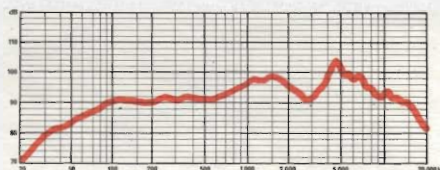
AC/2902-00
HIF 13 E

Woofer a sospensione pneumatica adatto alle casse acustiche di elevata resa anche con basso volume. In bassa frequenza, presenta delle caratteristiche eccezionali.

CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	10 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	35 ÷ 6.000 Hz
Frequenza di risonanza:	37 Hz
Densità di flusso:	10.000 gauss
Flusso totale:	30.800 maxwell
Dimensioni max.:	Ø 130 x 60 mm
Apertura cono:	Ø 115 mm
Peso:	650 g

£ 5500

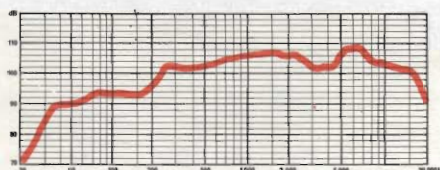
AC/2934-00
HIF 17 ES

Woofer con diaframma a sospensione pneumatica. Grande efficienza alle frequenze molto basse. Circuito magnetico rinforzato.

CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	15 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	35 ÷ 6.000 Hz
Frequenza di risonanza:	35 Hz
Densità di flusso:	12.000 gauss
Flusso totale:	44.000 maxwell
Dimensioni max.:	Ø 171 x 87 mm
Apertura cono:	Ø 155 mm
Peso:	1 kg

£ 6900

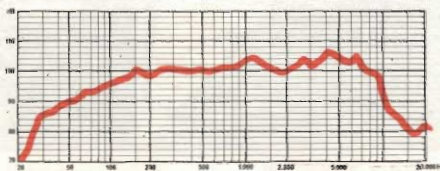
AC/3012-00
HIF 20 ES

Altoparlante con sospensione pneumatica molto larga che permette un'ampia escursione del cono alle frequenze basse.

CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	20 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	30 ÷ 12.000 Hz
Frequenza di risonanza:	35 Hz
Densità di flusso:	12.000 gauss
Flusso totale:	44.000 maxwell
Dimensioni max.:	Ø 204 x 83 mm
Apertura cono:	185 mm
Peso:	1,020 kg

£ 7900

AC/3102-00
HIF 24 HS

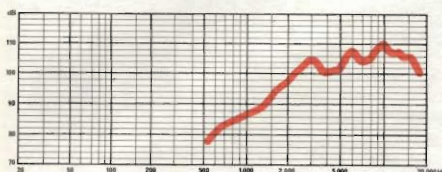
Studiato per l'impiego in casse acustiche da 50 a 72 litri. Ha un'ottima resa alle basse frequenze. Bobina mobile di grande diametro che permette elevate escursioni del cono.

CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	30 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	23 ÷ 6.500 Hz
Frequenza di risonanza:	25 Hz
Densità di flusso:	10.000 gauss
Flusso totale:	110.000 maxwell
Dimensioni max.:	Ø 246 x 116 mm
Apertura cono:	Ø 225 mm
Peso:	1,55 kg

£ 25900

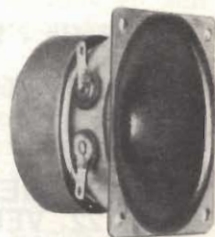
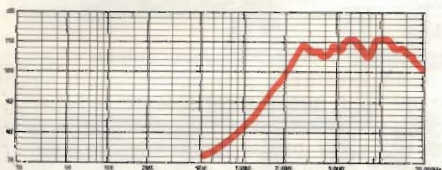
altoparlanti ad alta fedeltà

TWEETERS

Il tweeter di minori dimensioni Caratteristiche di impiego simili al TW 6 Bi. Largamente utilizzato per le piccole casse acustiche.

CARATTERISTICHE

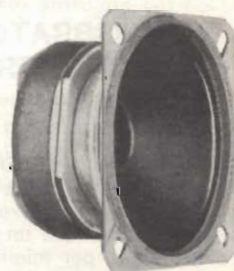
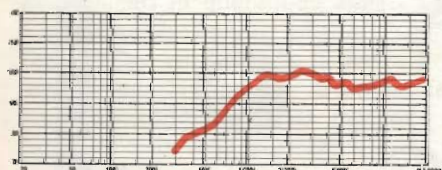
Potenza nominale:	15 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	3.000 ÷ 23.000 Hz
Densità di flusso:	8.000 gauss
Flusso totale:	8.800 maxwell
Dimensioni max.:	Ø 51x27 mm
Apertura cono:	Ø 51 mm
Peso:	97 g

£ 1350

AC/2042-00
TW 5 G

Questo tweeter, particolarmente leggero, presenta delle caratteristiche tali che può essere utilizzato in un buon numero di casse acustiche. Membrana di cellulosa trattata.

CARATTERISTICHE

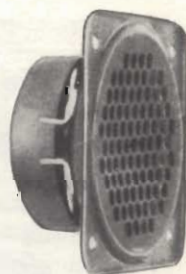
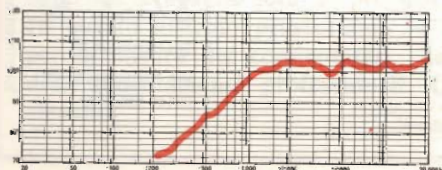
Potenza nominale:	15 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	3.000 ÷ 23.000 Hz
Densità di flusso:	12.000 gauss
Flusso totale:	13.200 maxwell
Dimensioni max.:	65x65x30 mm
Apertura cono:	Ø 65 mm
Peso:	100 g

£ 1550

AC/2044-00
TW 6 Bi

Tweeter con prestazioni eccezionali: 5.000÷40.000 Hz ±3 dB. Largamente utilizzato nelle combinazioni più prestigiose. Non necessita di custodia speciale.

CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	20 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	5.000 ÷ 40.000 Hz
Densità di flusso:	12.500 gauss
Flusso totale:	16.000 maxwell
Dimensioni max.:	Ø 80x32 mm
Apertura cono:	Ø 76 mm
Peso:	265 g

£ 5900

AC/2046-00
TW 8 B

Tweeter con circuito magnetico rinforzato. Guarnizione in neoprene che assicura una tenuta stagna e un'ottima estetica.

CARATTERISTICHE

Potenza nominale:	20 W
Impedenza nominale:	8 ohm
Gamma di frequenza:	5.000 ÷ 40.000 Hz
Densità di flusso:	13.000 gauss
Flusso totale:	17.000 maxwell
Dimensioni max.:	Ø 100x38 mm
Apertura cono:	Ø 78 mm
Peso:	400 g

£ 11900

AC/2074-00
TW 800

CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA

di Gianni BRAZIOLI

Certamente, resistori e condensatori sono i più diffusi tra tutti i componenti in qualunque apparecchiatura elettronica. Sono quindi i più frequentemente misurati, sostituiti, e talvolta paragonati. Trattandosi di resistori, la prova è semplice. Si usa il Tester commutato come Ohmetro. Eventualmente sulla scala che serve. Nel caso dei condensatori la faccenda è assai più complicata. Teoricamente (ma solo teoricamente) si può ancora utilizzare il Tester; però scale in pF o μF corrispondono talvolta agli Ohm, come «tacche» talaltra ai dB in modo assai confusionista con il più o meno X, il passaggio logaritmico e troppi altri fattori.
In pratica, solo con un capacimetro si può avere una lettura chiara, semplice, inequivocabile e concreta. Uno strumento a parte, che però, costando assai, non è davvero alla portata di tutti. Ma solo di chi fa «le cose in grande».
Chi limita le spese, relega il capacimetro all'ultimo posto nella lista: «se avanzano soldi lo prendo».
In questo articolo presentiamo la costruzione di un apparecchio per la misura dei condensatori che ha poco da invidiare ai modelli squisitamente professionali. Costa poco, ha una precisione elevata.

Sono uno sperimentatore, quindi sui miei scaffali si allineano a decine gli strumenti più diversi. Non si può infatti condurre una attività di ricerca se non si ha un minimo di strumenti affidabili.

Visitando il mio laboratorio, vedreste raggruppati quelli che servono per le misure audio, gli altri RF, i diversi generatori di funzioni, e via dicendo.

Sino a poco tempo addietro, l'unico punto un poco deficitario del complesso era la strumentazione per la misura delle capacità. Per questo lavoro, era infatti disponibile solo un «ponte» surplus dalla veneranda età. Per impiegarlo dovevo accenderlo, attendere che i tubi si stabilizzassero nel funzionamento, effettuare lo «zero» e poi, gira qui gira là, riuscivo a leggere una indicazione piuttosto ambigua sul nonio, laddove era facilissimo scambiare 4700 pF con 47 kpF.

Così, dopo una ricca ventina di minuti di prove non mi restava che maledire i tecnici di Giorgio V, Re d'Inghilterra che avevano progettato e fatto costruire il marchingegno, nel 1938.

Oddìo, diciamoci (il vero): non sempre si devono misurare con gran cura le capacità: ma se capita, sono «dolori». E capita. Sin troppo sovente.

Dopo essere semi-ammattito cercando di verificare un ceramico da 330 pF, decisi di riporre quel catenaccio di ponte RCL nelle «zone aeree» dello stanzone. All'ultimo piano delle scansie ove godono il meritato riposo strumenti ormai inutilizzabili e superati, genere BC1300 LM, APW11-C330 e simili.

E di realizzare un «provacondensatori» meno laborioso nell'impiego, dal responso subito valido, senza peraltro spendere per i materiali una cifra esagerata.

Puntai l'attenzione su di un sistema dalla lettura **diretta**, senza segnali acustici da azzerare o simili «trick».

Ciò considerato, cosa restava?

L'impiego di un Display allo stato solido oppure di un indicatore microamperometrico: all'insegna

dell'economia scelsi il secondo. Un poco, perché nella mia scorta di strumenti conservo sempre qualche «Mytaka» da utilizzare; un «tanto», perché l'impiego dei Display Nixie, a cristalli liquidi o a fili incandescenti, necessitano sempre di un noioso decoder-encoder e di tutta una complicazione circuitale che gli indicatori **«normali»** (per così dire) escludono.

Ora, dovete sapere, che io conservo religiosamente un «book degli sketch» (diciamo **taccuino degli schemi** per evitare gli eccessivi esotismi) che mi hanno interessato. Un giorno lo pubblicherò. Volendo passare in pratica mi misi a sfogliarlo eliminando man mano tutti i capacimetri che prevedevano l'uso di tremendi Motorola MPF irreperibili in queste lande, e scarta questo, trascura quell'altro, giunsi ad un progetto ripreso da una Rivista che forse non esiste più, ma in Italia non giunge neppure se si versano le L. 6.000 di abbonamento (come io ho fatto). **Alta Frequencia:** se qualche lettore ne ha notizia, per favore, me la passi, grazie.

Su questa, in un numero di un paio di anni fa, era apparso un capacimetro abbastanza efficiente descritto da tale Xavier Moldedo. Naturalmente i transistori riportati erano irreperibilissimi e qualche elemento circuitale improbabile. Però, valutata la possibilità di sostituire i 2SC 362/C con adeguati elementi «made in Italy», il circuito non sembrava poi tanto male; tutt'altro. Decisi di provarlo.

Avrei potuto passare per mio il lavoro, volendo. Credo infatti che chi legge «Alta Frequencia», in Europa, possa essere contato sulle dita di una mano sola, ma a che vale farsi bravi con le idee degli altri? Al massimo, una volta scoperti, a far ridacchiare chi legge. Preferisco allora strappare il sorriso del lettore con una battutina, se può entrare nel testo, e dare a Moldedo ciò che gli appartiene, consigliando di fare altrettanto agli pseudo colleghi che derubano sistematicamente la Texas Instruments dei suoi elaborati passandoli per propri.

Vediamo il circuito.

LO SCHEMA ELETTRICO

Nella versione originale il capacimetro aveva cinque portate, però io ho deciso di limitarle a quattro, perché la misura degli elettrolitici non interessa, in quanto il loro valore è sempre segnato in chiaro, ed al limite, basta l'ohmetro per verificarli. Chi vuole, però, con la massima facilità e senza modificare lo schema può aggiungere tutte le portate che vuole, come dirò. Nel mio caso, le portate fondo-scala sono: 100 kpF; 50 kpF; 10 kpF, 1000 pF.

Ho sgombrato dalla mente la possibilità di mettere in opera le scale più «basse» (100 pF fondo scala e peggio 10 pF) perché il loro impiego è piuttosto insolito, e per adottarle sarebbe occorso un cablaggio difficilissimo da eseguire, pressoché privo di gimmick capacitivi parassiti. L'idea mi annoiava.

E' poi da considerare che con 1.000 pF fondo scala, 100 pF si «leggono» benissimo: occupano infatti un decimo della scala. Così 50 pF che occupano circa 5 mm. nell' arco, quindi si distinguono assai bene.

Soprattutto considerando che questo **strumento** non ha una lettura logaritmica, antilogaritmica o comunque di tipo esponenziale, ma **fatto notevole,** assolutamente lineare. Come dire che impiegando un microamperometro dalla scala divisa in dieci sezioni, ad ogni sezione corrisponde esattamente la capacità pari a un decimo del fondo scala.

Cossicché non vi sono letture dubbie o controverse.

Ora vediamo in pratica «cosa succede» nel circuito.

TR1 e TR2 sono complementari, il primo NPN, il secondo PNP, ma tutti e due dal guadagno modesto a bassa dissipazione ed al Silicio.

Poiché sono collegati collettore-base-collettore-base, grazie alla polarizzazione imposta da R1-R2-R3, ed al condensatore momento per momento posto in circuito da S1/A, i due possono formare un oscillatore a rampa.

Il complesso funziona nell'audio, ed il valore della frequenza ottenuta varia tramite la capacità utilizzata (C1-C2-C3-C4) e la regolazione di R1.

Praticamente, il valore del «C» determina la portata del fondo scala, così, utilizzando un commutatore a più portate si potrebbe raggiungere 1 µF, 10 µF o come si vuole, sempreché la medesima variazione sia introdotta anche per S1/B e condensatori relativi. All'oscillatore segue un sistema che amplifica gli impulsi passati in maggiore o minor misura tramite l'elemento capacitivo in gioco. Tale sistema è costituito da TR3 e TR4, direttamente accoppiati.

Dal collettore del TR4 i segnali a rampa caricano uno dei condensatori inseriti dall'S2/B, che, come abbiamo visto, nei confronti del fondo-scala, hanno eguali funzioni. L'indicatore «M1» tramite il rettificatore D1 «legge» la carica, e manifesta il valore.

In tal modo si ha **sempre** la possibilità di raggiungere un fondo scala preciso; esattamente 100.000 pF o via dicendo a seconda delle portate che si sono preferite.

Se il fondo-scala non è esatto, e ciò può avvenire a causa della scarica della pila B, della temperatura ambiente o simili, manovrando R1 è possibile far collimare comunque l'indice.

Ciò avviene nella posizione **«calib»**.

Spostando S2/A - S2/B nella posizione **prova,** si effettua una comparazione tra la situazione valutata in precedenza e quella introdotta dal condensatore collegato alla presa «CX».

In altre parole se il CX è la metà del valore calibrato in precedenza, l'indice salirà esattamente a metà della scala, se è un decimo ad un decimo, se è un quarto ad un quarto e via dicendo. E' così possibile, appunto, la lettura diretta e lineare.

IL MONTAGGIO

Una volta tanto, questo non è il «solito-montaggio-semplicino», ma qualcosa di un poco più ambizioso, quindi i commenti che ora esporrò, debbono essere ritenuti abbastanza importanti ai fini della riuscita positiva dell'eventuale montaggio di un prototipo. Iniziamo dal più banale.

I quattro transistori debbono essere montati su zoccoli, e non di-

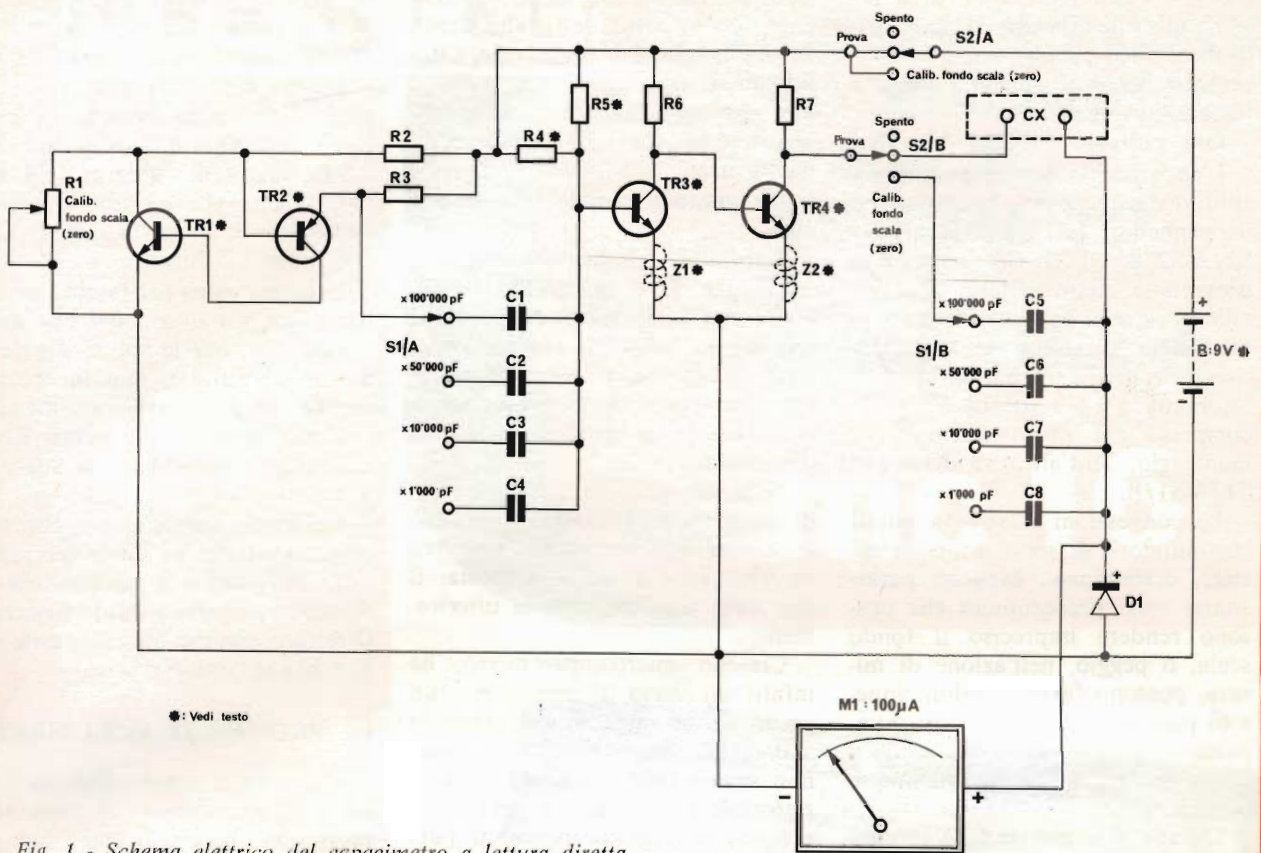



Fig. 1 - Schema elettrico del capacimetro a lettura diretta.

rettamente saldati alla basetta stampata o «Montaflex» o Philips a fori ramati, o a circuito stampato, che si vuole impiegare.

Questo perché in casi insoliti ma tutt'altro che al limite, può occorrere una sostituzione.

Quindi, zoccoli, condensatori e resistenze riempiranno (lo chassis) «assembly», che nel prototipo misura 110 per 70 mm.

Le connessioni relative non sono molto importanti, considerando una scala «minima» di 1.000 pF (f.s.) In questo caso soliti isolamenti reciproci e solite cose note bastano. **Di base** però, va considerato che C1 con C5 determina il fondo scala per 100.000 pF, C2 con C6 il valore di 50.000 pF ed a seguire, quindi, questi devono avere una tolleranza assai limitata.

Nel prototipo sono montati elementi della ICAR all'un per cento ma è ragionevole impiegare anche modelli capacitivi al 2% normalmente distribuiti dalla Wima tramite la GBC Italiana.

Dopotutto, qualunque Tester ammette la tolleranza del 2-5% nella scala resistiva, quindi anche il capacimetro può avere una precisione del genere senza essere dubbio.

Certo, migliori saranno i condensatori, più preciso sarà il responso generico.

Quindi, ciascuno, pensando alla realizzazione dello strumento, deve orientarsi su di un preciso parametro generale: la ricerca di elementi particolarmente «fini» o la tolleranza nelle segnalazioni.

E questo, valga per C1.... C8.

I resistori impiegati in circuito non hanno molte o eccessive criticità, almeno per R2; R3; R6 ecc.

La faccenda cambia aspetto per R5, che ha un valore piuttosto «delicato» agli effetti delle prestazioni generali; ad ottenere un responso **davvero** univoco e lineare, questa deve essere formata (per un TR3 del genere a medio guadagno, 2N-706 e simili) da due elementi da 450 kΩ e 56 kΩ connessi in parallelo, al 2% di tolleranza.

Meglio se (all'1%) di tolleranza: dopotutto, resistori del genere non costano un capitale, ma solo un centinaio di lire al pezzo, o poco più.

E questo per il pannello bachelizzato o in vetroresina che serve come supporto generale per le parti «piccole».

Il «vero» pannello, **la plancia di lavoro,** può essere metallico, ma dato che nel circuito non circola RF, può essere ammesso anche la plastica Lucite, il Perspex, o materiali del genere.

Nel prototipo, appunto, è impiegato il Perpex bianco trasparente, genere per allestimenti di vetrine.

Andando dalla sinistra a destra, si vede R1 (del tipo a cursore perché più facilmente regolabile) azzeratore, poi il commutatore di portata e di funzione: S1/A-S1/B; S2/A-S2/B.

Al centro è posto l'indicatore, a destra l'ingresso. Nell'occasione due serrafili, ma sostituibili con due boccole, un connettore BNC, due

morsetti elastici Cambion e simili.

La pila che alimenta il tutto, nella meccanica primigenia, è semplicemente fissata al pannello con una fascetta avvolgente.

Ora vediamo gli altri dettagli.

L'apparecchio è chiaramente costituito da due parti, lo chassis ed il pannello. Le connessioni tra S2/A-S2/B ed il rimanente non presentano alcun criterio di criticità spece se si ha l'avvertenza supplementare di connettere tra negativo e positivo generale un condensatore da 1 ... 5 μF/12 VL, non compreso nel nostro esempio di montaggio. Tutt'altro va detto per S1/A-S1/B.

Le connessioni relative a questi commutatori, se sono troppo accostate, determinano capacità parassitarie assai preoccupanti che possono rendere impreciso il fondo scala, o peggio, nell'azione di misura, possono favorire taluni inneschi parassitari che farebbero «impazzire» l'apparecchio, sbattendo a fondo scala l'indice in qualunque portata.

Quindi, si raccomandano connessioni dirette e corte, effettuate senza alcun rispetto della «bellezza» del cablaggio. I classici «eleganti» fili squadrati, e così i «mazzetti» di filo che gli americani chiamano «Custom-handled» qui è meglio dimenticarli.

Da punto a punto: ecco il dettame.

Naturalmente, facendo capo ai commutatori, è necessario distinguere **con la massima** attenzione i reofori; la linguetta sempre collegata al cursore, il primo contatto innestato ruotando la manopola in senso orario, il secondo e via così di seguito.

Naturalmente, il cablaggio del diodo è molto importante: si può avere un funzionamento negativo ed «inverso» se lo si scambia, il che vale per l'indicatore, ulteriormente.

Ciascun microamperometro, ha infatti un verso di inserzione: un «più» ed un «meno». Collegandolo al contrario, non indica nulla. L'ago non «sale» sulla scala, ma tenta di retrocedere forzando la levetta di arresto. In seguito, dopo un paio di «botte» diviene impreciso oppure si rompe. Stupida fine per un (componente) di un certo valore.

Inutile dire della pila: invertendola ovviamente succede la catastrofe. Vediamo quindi bene S/2A-S2/B, prima di saldare; i cinque minuti non «persi» ma «spesi» a verificare le polarità saranno...... come dire? Salutari!

E questo valga per la filtrata, sebbene non sia tutto quel che avrei voluto dire, per le solite, diuturne, norme costruttive; mai in eccesso. Quelle che poi servono ad impedire che qualcuno scriva: «Cara Redazione; ho costruito senza successo il vostro.....»

Le lettere temutissime, che raccolgono attorno ad un tavolo redattori, disegnatori e tecnici che si scambiano accuse roventi, mentre il Direttore assume un divertente colore blu-violetto-cianotico.

LA PROVA - IL COLLAUDO

Ho detto e sottolineato che questo apparecchio non è il solito «baracchino» che più o meno ben costruito «marcia». Anzi, se si vogliono spendere poche migliaia di lire per ottenere un apparecchio di classe piuttosto «quasi professionale», risparmiando l'eccedenza che sarebbe quasi obbligatoria, le prove sono di rigore.

Ammesso che ogni connessione sia perfetta (anche dal punto di vista delle capacità residue e parassitarie) l'apparecchio deve poter azzerarsi in qualunque portata. Come dire che commutando su «calib», si deve raggiungere il perfetto «fondo-scala», sulla ultima tacca, con qualunque posizione di S1/A-S1/B, mediante la manovra di R1.

Ruotando o slittando questo potenziometro, indice e trattino debbono combaciare, in qualunque portata, **sia essa quella del prototipo o altra aggiunta.**

Se l'indice manifesta la tendenza a non rispettare l'azzeramento, ad andar «fuori» dalla scala in qualunque portata e simili, certamente vi è, o un errore nel cablaggio, o un eccessivo guadagno nel TR2 o peggio nel TR3-TR4.

Teoricamente, un BC178, BC-262/A o simili possono supplire,

ELENCO DEI COMPONENTI

B	**: pila da 9 V (si veda il testo)**
C1	**: condensatore a film plastico da 100.000 pF, 125 VL, 2% max**
C2	**: condensatore a film plastico da 50.000 pF, 125 VL, 2% max**
C3	**: condensatore a film plastico da 10.000 pF, 125 VL, 2% max**
C4	**: condensatore a film plastico da 1.000 pF, 125 VL, 2% max**
C5	**: eguale al C1**
C6	**: eguale al C2**
C7	**: eguale al C3**
C8	**: eguale al C4**
D1	**: diodo al Silicio 1N4148, o altro di piccola potenza per segnali**
M1	**: indicatore da 100 μA fondo scala**
R1	**: potenziometro lineare da 1000 Ω**
R2	**: resistore da 200 Ω, 1/2 W, 5%**
R3	**: resistore da 27 kΩ, 1/2 W, 5%**
R4	**: resistore da 56 kΩ, 1/2 W, 5%**
R5	**: resistore da 450 kΩ, 1/2 W, 5%**
R6	**: resistore da 1000 Ω, 1/2 W, 10%**
R7	**: eguale alla R6**
S1A/S1B	**: commutatore a due vie, quattro posizioni o più; secondo il numero di portate che si desiderano**
S2A/S2B	**: commutatore a due vie, tre posizioni**
TR1	**: transistore NPN al Silicio, genere 2N706. E' preferibile impiegarne uno dal guadagno medio-basso**
TR2	**: transistore PNP al Silicio, genere BC178 o similari**
TR3	**: eguale al TR1**
TR4	**: eguale al TR1**
Z1	**: perlina di Ferrite (si veda il testo)**
Z2	**: eguale alla Z1**

per TR2. Praticamente, certi casi necessitano di più prove di più elementi, prima di raggiungere l'ottimo per questo transistore.

La difficoltà è in diretta proporzione con la bontà della filatura.

Se, togliendo dal suo zoccolo il TR2, «M1» batte sul fondo scala, è evidente che esiste una oscillazione parassitaria nell'amplificatore TR3-TR4. Per smorzare questa, sarebbe necessario disporre altrimenti le connessioni; cosa invero impossibile nei circuiti stampati e malagevole in altri casi.

Vi è un piccolo «trucchetto» per smorzarle che salva e capra e cavoli (che «cavoli», quando succedono queste cose!).

Si tratta di infilare sul piedino di emettitore di ciascun transistore una «perla» annulare di Ferrite: Z1-Z2 nello schema.

L'accorgimento detto è bastante per mettere a tacere i più accaniti e persistenti inneschi, evitando una sorta di **«accoppiamento induttivo di emettitore VHF»** che purtroppo può sempre saltar fuori.

Anche (e magari soprattutto) nei più **eleganti** cablaggi.

Torniamo un passino indietro.

Mettiamo che, escluso ogni genere di innesco parassita grazie ad un cablaggio intelligente, e corretto, si possa ottenere l'azzeramento su qualunque portata; 100.000 pF fondo scala, 50.000 pF e via di seguito. Con la lineare dolcezza prevista e verificabile quando «tutto va bene».

La precisione, quale può essere? Scelta una scala, effettuato l'azzeramento, connesso il condensatore in prova, si può riscontrare «una cosa strana».

Una differenza al centro, o al limite della scala, importante rispetto al valore reale: magari un 20%.

Questo può avvenire se C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8 hanno tolleranze comuni e non professionali. Moltissimi condensatori costruiti per le produzioni di serie, sovente hanno valori variabili del 50% (nel senso positivo) e del 20% (nel senso negativo).

Costano poco, valgono poco, nel senso della qualità.

Come sempre avviene.

Questo genere di «Masterline» deve essere assolutamente evitato. La precisione generale dello strumento **dipende strettamente** dalla precisione dei condensatori detti. Quindi, si veda la questione con la cura che merita.

Dopotutto, a fronte delle 80.000 lire che rappresentano il costo di un capacimetro montato, non eccellente, cosa sono le 300 lire al pezzo che potete pagare presso una Sede GBC per condensatori ottimamente «centrati»?

Certamente nulla.

Per gli esperti non vi è altro da dire. Per i principianti, aggiungerò che se si usano cavetti flessibili di uscita, occorre **non intrecciarli.** Infatti, reofori troppo accoppiati possono dar luogo ad imprecisioni di azzeramento, e addirittura a lettura errata.

Lo strumento è progettato in modo tale da non sopportare il sovraccarico. Questo vuol dire che provando con un fondo-scala di 100 mila pF un elemento da 10 μF, l'indice può battere sul fermo con una violenza tale da rompersi. Quindi, prima di ogni prova, si veda bene la possibile natura dell'elemento in prova e **si inizi sempre la misura dalla scala più elevata.** Per diminuirla, se l'elemento è completamente incognito, vi è tempo.

Ora, concludendo, dirò che se i condensatori sono di qualità professionale, anche le prestazioni dello strumento lo sono.

Non ha alcuna mancanza di linearità, o la instabilità che affligge certo altri apparecchi. Si usa dire che la perfezione «non è di questo mondo», infatti, anche questo capacimetro ha una pecca: si tratta del consumo piuttosto elevato: 50 mA, durante la misura.

La pila quindi non dura molto, se si effettuano misure abbastanza frequenti. Non serve però un segnalatore, perché con una tensione bassa, l'allineamento preciso a fondo scala diviene prima difficile, poi impossibile.

Dal che è facile desumere la scarica dell'elemento.

Comunque, volendo prolungare l'autonomia, invece della «solita piletta» da 9 V, se ne possono impiegare due da 4,5 V del tipo «quadro» collegate in serie.

E con questo ho proprio finito. Non vorrei aver dato l'impressione che questo montaggio sia troppo difficile, certo, necessita di cure, ma le ripaga con le ottime prestazioni offerte che sono a dir poco **sorprendenti** se raffrontate al costo delle parti.

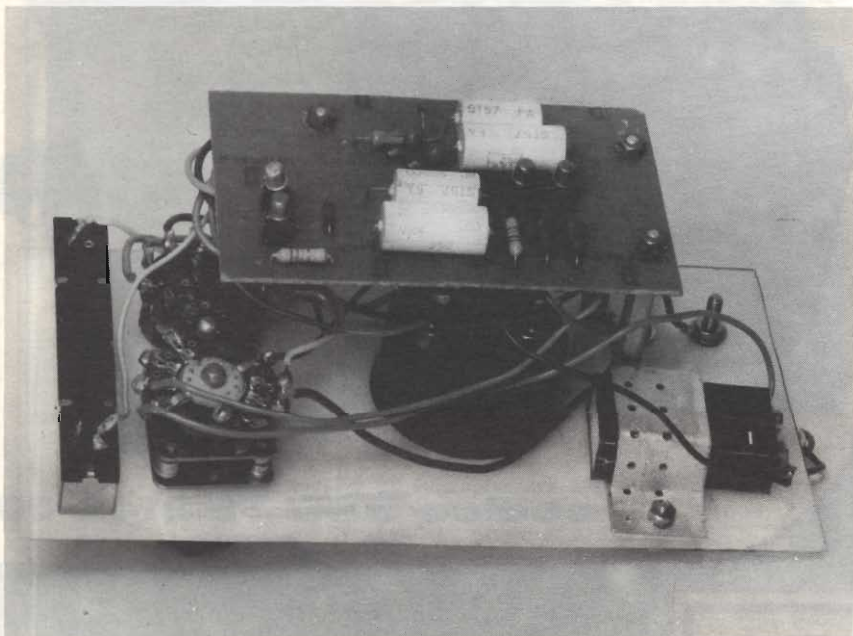
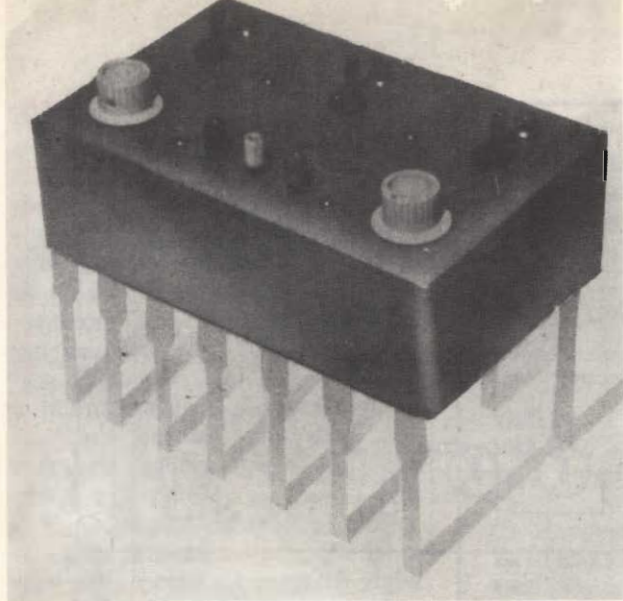



Fig. 2 - Prototipo del capacimetro a realizzazione ultimata.

UN ALIMENTATORE PER CIRCUITI INTEGRATI

a cura di Lucio BALBONI

Non sempre le esigenze di alimentazione dei circuiti integrati corrispondono a quelle dei circuiti elettronici equivalenti, realizzati però con componenti discreti. Per eseguire il collaudo e la messa a punto di circuiti moderni, è perciò spesso opportuno disporre di una sorgente di alimentazione che corrisponda alle esigenze specifiche del caso. Ecco dunque un dispositivo la cui costruzione potrà essere molto utile a chi intende modernizzare il proprio laboratorio.

Ora che il costo dei circuiti integrati si è ridotto progressivamente con l'aumentare della produzione industriale, grazie ai progressi tecnologici nei sistemi di fabbricazione, i tecnici che ne fanno uso per l'allestimento dei dispositivi elettronici sono in costante aumento.

Tuttavia, una delle principali difficoltà consiste proprio nella loro regolare alimentazione, e ciò in quanto la maggior parte dei tipi a funzionamento lineare impone la disponibilità di una doppia linea di alimentazione, con tensioni comprese tra ±6 e ±18 V, ed a volte persino con diverse combinazioni di valori: per fare un esempio, il circuito integrato modello 702 necessita per il suo regolare funzionamento di due tensioni, e precisamente di una di +12 V rispetto a massa, ed un'altra di −6 V rispetto a massa.

Sotto questo aspetto, le batterie a secco rappresentano un sistema non sempre conveniente, sia in quanto sono piuttosto costose, sia in quanto si scaricano anche senza usarle, per un fenomeno di naturale invecchiamento. Inoltre, dal momento che esse non dispongono di un sistema automatico di limitazione della corrente erogata, può accadere molto facilmente che l' applicazione della tensione da esse fornita provochi la distruzione immediata di un circuito integrato.

Per superare questi inconvenienti, abbiamo deciso di seguire l'esempio di Practical Electronics, pubblicando la descrizione di una unità di dimensioni ridotte, in grado di fornire le tensioni necessarie nella doppia portata da 5 a 18 V, comprendente anche un dispositivo di limitazione dell'intensità della corrente.

Le tensioni necessarie vengono selezionate mediante un commutatore, il che assicura una maggiore precisione.

Il dispositivo di limitazione della corrente entra in funzione rispetto ad un livello prestabilito di intensità (che corrisponde teoricamente al valore di 100 mA), interrompendo l'alimentazione, e provocando l'accensione di una lampada spia indicatrice.

CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Lo schema completo dell'alimentatore è illustrato alla **figura 1.** Il circuito viene duplicato per le linee di alimentazione positiva e negativa, per cui è stato tracciato soltanto il lato positivo.

I transistori compresi tra TR1 e TR4 costituiscono il dispositivo di limitazione automatica della corrente ed il relativo indicatore, mentre TR5 ed IC1 formano il circuito di regolazione automatica della tensione.

Per poter comprendere a fondo il funzionamento dell'intero circuito, consideriamo innanzitutto la sezione di limitazione automatica. Mano a mano che l'intensità della corrente che scorre attraverso R4 aumenta, aumenta anche la caduta della tensione che si presenta ai suoi capi. Il potenziometro VR1 viene usato per prelevare una parte prestabilita della tensione disponibile, e per applicarla alla base di TR2, il cui emettitore è collegato al lato più positivo di VR1.

Non appena la caduta di tensione comincia ad aumentare, viene gradatamente raggiunto un punto in corrispondenza del quale essa presenta un valore di 0,6 V ai capi della giunzione tra base ed emettitore di TR2, facendo in modo che questo stadio passi dallo stato di non conduzione a quello di conduzione.

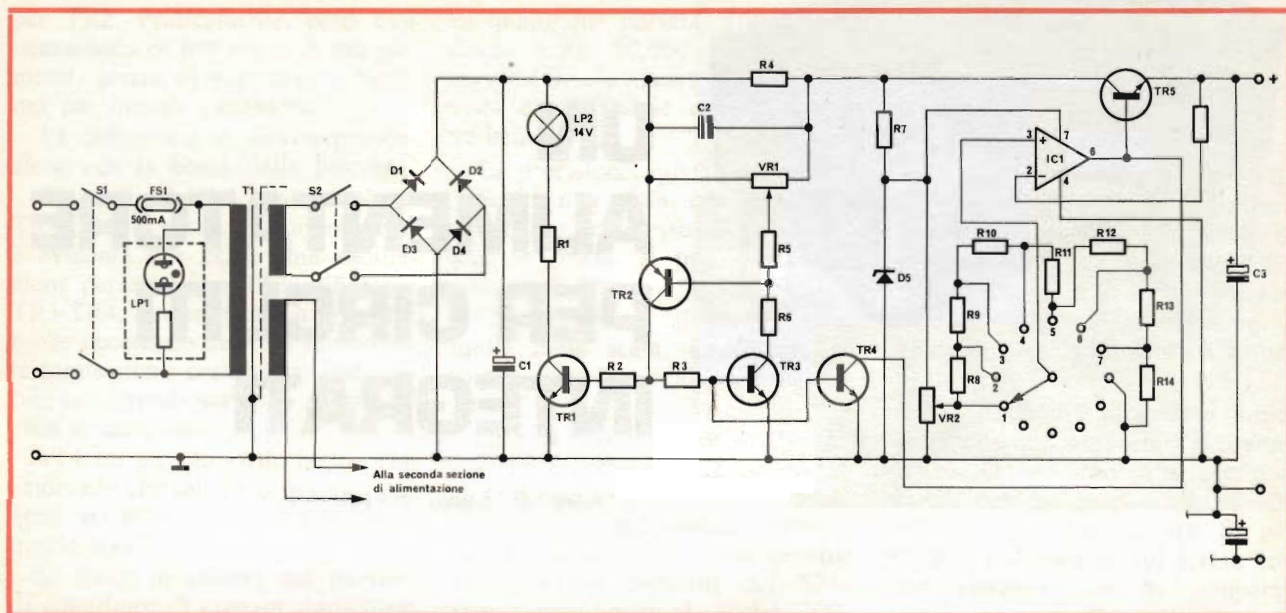



Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore per circuiti integrati: si noti che la parte del circuito che si trova a destra del trasformatore di alimentazione deve essere realizzata in duplice versione, utilizzando quindi l'altro secondario visibile più in basso, in quanto lo strumento prevede la presenza di due sezioni identiche tra loro. La posizione numero 8 del commutatore S3 viene usata soltanto per ancorare il resistore R14, in quanto la rotazione del commutatore si ferma alla settima posizione, per entrambe le sezioni.

A causa di ciò, anche TR1, TR3 e TR4 conducono corrente.

TR1 usa una lampada indicatrice a filamento come carico di collettore. TR3 ha invece il compito di mantenere in attività il circuito di limitazione, fornendo la corrente di base a TR2 non appena esso passa in stato di conduzione, e mantenendo queste condizioni mediante un effetto del tipo rigenerativo.

Anche TR4 viene messo in funzione da TR2, e ciò fa in modo che la base del transistore principale di regolazione (TR5) venga mantenuta ad un potenziale prossimo a quello di massa, riducendo la tensione di uscita ad un valore molto prossimo a zero.

Effetti del circuito di regolazione

Il circuito di regolazione è del tipo comune, funzionante in serie. IC1 agisce come rivelatore di errore, ed il suo segnale di uscita viene usato per controllare il funzionamento del transistore di potenza TR5.

E' possibile rilevare che l'ingresso invertente (—) del circuito integrato è accoppiato direttamente all'uscita tramite R15, mentre l'ingresso non invertente (+) viene collegato alla tensione di riferimento prodotta dalla catena di resistori compresa tra R8 ed R14.

Qualsiasi differenza che sussista tra questi due interessi viene amplificata da IC1, ed applicata poi alla base di TR5, che si comporta come stadio ad accoppiamento di emettitore, mantenendo quindi il valore della tensione di uscita ad un livello molto prossimo a quello della tensione di riferimento (meno la tensione presente tra base ed emettitore di TR5).

La tensione di riferimento viene derivata dal diodo zener D5, che fornisce anche la corrente di alimentazione necessaria per il circuito integrato IC1.

Dal momento che questo diodo presenta una tensione nominale di soli 20 V, il valore effettivo della tensione può essere compreso tra 18,9 e 21,2 V. Il potenziometro VR2 è stato quindi aggiunto per portare la tensione presente sulla sommità della catena di resistori al valore esatto di 18 V.

I resistori che fanno parte di questa catena devono essere del tipo di precisione, con tolleranza dell'1%, sebbene — disponendo di una vasta gamma di esemplari tra cui effettuare la scelta — sia possibile utilizzare anche gli esemplari al 5% di tolleranza, a patto che con un buon ohmetro sia possibile individuare i valori effettivamente necessari e precisati nell'elenco dei componenti.

L'effetto di regolazione è migliore dell'1%. Ciò significa che la tensione di uscita può variare soltanto dell'1%, col variare dell'intensità della corrente di uscita dal valore nullo al valore massimo.

METODO DI COSTRUZIONE

Il prototipo di questo alimentatore è stato costruito in una scatola in fusione metallica, installando la maggior parte dei componenti su di una normale basetta di materiale isolante forato, avente l'aspetto illustrato alla **figura 2.** Si noti che anche questa figura rappresenta uno solo dei due circuiti, in quanto — per l'altra sezione — la disposizione dei componenti è assolutamente la medesima.

Incidentalmente, aggiungiamo che la distanza tra i fori della basetta preforata può essere di 2,5 mm.

Oltre a ciò, nel prototipo si è usato per VR2 un potenziometro del tipo multigiri, in quanto esso

permetteva di predisporre con maggiore esattezza il valore della tensione critica di 18 V di cui diremo tra breve. Nel disegno di figura 2, entrambi i potenziometri contrassegnati con la sigla VR2 sono stati uniti in corrispondenza della parte superiore sinistra della basetta. I potenziometri del tipo a «scheletro» possono essere usati se si desidera una maggiore economia, ma in tal caso occorre procedere con maggiore cautela agli effetti della messa a punto.

Tutti gli altri componenti possono essere montati sul pannello frontale, nelle posizioni suggerite dalla fotografia del titolo, che fa vedere l'alimentatore come può essere realizzato. Inoltre, come si può rilevare nella seconda fotografia di **figura 3**, la basetta di supporto di materiale isolante preforato può essere installata nella sua posizione usufruendo di una piccola squadretta di alluminio, facendo uso di bulloncini di nailon o di ranelle isolanti, per assicurare che il circuito non venga in contatto diretto con la scatola metallica, che deve essere collegata a massa.

Il condensatore C3 viene montato direttamente sui terminali di uscita. Si osservi che nel disegno di figura 2 la capacità C3 del lato non mostrato dell'intera basetta viene collegato col terminale positivo

ELENCO DEI COMPONENTI

R1 = 220 Ω	R6 = 2,2 kΩ	R11 = 500 Ω
R2 = 10 kΩ	R7 = 1 kΩ	R12 = 1,5 kΩ
R3 = 10 kΩ	R8 = 1,5 kΩ	R13 = 500 Ω
R4 = 22 Ω	R9 = 1,5 kΩ	R14 = 2,5 kΩ
R5 = 150 Ω	R10 = 1 kΩ	R15 = 10 kΩ

Tutti i resistori sono da 1/4 W. I resistori compresi tra R8 ed R14 devono essere con precisione dell'1%.

VR1 = potenziometro di taratura verticale da 470 Ω
VR2 = potenziometro multigiri da 25 kΩ
C1 = condensatore elettrolitico da 1.000 μF - 50 V
C2 = condensatore in poliestere da 0,15 μF
C3 = condensatore elettrolitico da 100 μF - 20 V
TR1-TR3-TR4 = transistore tipo 2N3706
TR2 = transistore tipo 2N3702
TR5 = transistore tipo BFY50
D1-D2-D3-D4 = diodi tipo 1N4001
D5 = diodo tipo BZY88C20
IC1 = circuito integrato tipo 741 ad otto piedini, «dual in line»

I componenti sopra elencati sono riferiti ad una sola delle due sezioni di alimentazione: per realizzare entrambe le sezioni è quindi necessario duplicare la serie dei componenti.

T1 = trasformatore di rete, con primario universale, e due secondari a 20 V, con una potenza totale di 6 VA.
S1 = per entrambe le sezioni, questo doppio interruttore funge da comando principale.
S2 = doppio interruttore individuale per ciascuna sezione di alimentazione.
S3 = commutatore rotante ad una via - 12 posizioni (di cui solo sette vengono utilizzate). Ne occorre uno per ciascuna sezione.
LP1 = lampada indicatrice al neon con resistore in serie (una sola sul primario del trasformatore).
LP2 = lampadina spia da 14 V - 0,75 W, con portalampada (una per ciascuna sezione dell'alimentatore).
FS1 = fusibile da 500 mA con supporto (uno per ciascuna sezione).

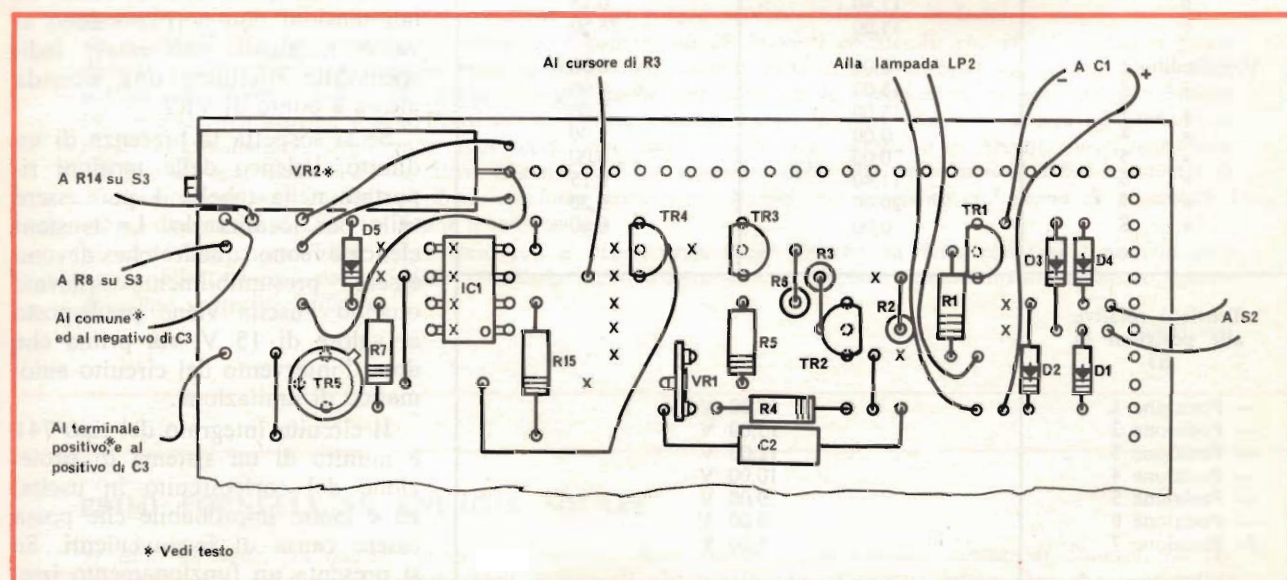



Fig. 2 - Posizione di tutti i componenti che costituiscono una sola delle due sezioni di alimentazione, sulla relativa basetta di supporto. Nella parte inferiore questa basetta risulta «spezzata», in quanto l'altra sezione che costituisce il secondo alimentatore è del tutto identica alla prima.

al polo comune, e col terminale negativo all'uscita negativa del limitatore.

I resistori della catena per ottenere la tensione di riferimento, compresi tra R8 ed R14, sono invece montati sui commutatori che sono del tipo rotante a dodici posizioni ed una sola via, utilizzando però solo sette delle posizioni disponibili.

Nel montaggio, si faccia particolare attenzione all'esecuzione dei collegamenti, delle saldature, ecc., in modo da evitare errori, soprattutto per quanto riguarda il valore dei componenti e la polarità dei semiconduttori.

MESSA A PUNTO

La messa a punto dell'intero alimentatore viene eseguita nel modo migliore prima di installare la basetta di supporto nel suo involucro.

Facendo uso di un voltmetro ad alta resistenza interna e di precisione adeguata, regolare innanzitutto VR2 finché la tensione presente ai capi della catena di resistori raggiunge un valore il più possibile prossimo a 18 V. Contemporaneamente, è bene controllare che tutte le tensioni presenti nei vari punti lungo la catena corrispondano ai valori effettivamente necessari, e precisati nell'apposita tabella.

PUNTO DI RILEVAMENTO	TENSIONE (con S3 in posiz. 15 V)	
	SENZA LIMITAZ. AUTOM.	CON LIMITAZ. AUTOM.
TR1 e	35,00	29,00
b	35,00	28,10
c	0,00	29,00
TR2 e	0,00	0,00
b	0,00	0,75
c	35,00	23,30
TR3 e	0,00	0,00
b	0,00	0,75
c	35,00	23,30
TR4 e	0,00	0,00
b	0,00	0,75
c	11,40	0,15
TR5 e	15,00	0,00
b	11,40	0,15
c	35,00	28,50
IC1 Piedino 1	0,00	0,00
« 2	15,00	0,00
« 3	15,00	7,00
« 4	0,00	0,00
« 5	0,00	0,00
« 6	11,40	0,15
« 7	20,40	9,20
« 8	0,00	0,00
Tensioni relative alle posizioni di S3		
— Posizione 1	18,00 V	
— Posizione 2	15,00 V	
— Posizione 3	12,00 V	
— Posizione 4	10,00 V	
— Posizione 5	9,00 V	
— Posizione 6	6,00 V	
— Posizione 7	5,00 V	

Tabella 1 - Valore approssimativo delle tensioni presenti nei punti critici del circuito. In basso vengono precisati anche i valori esatti delle tensioni rilevabili sul commutatore, nelle diverse posizioni previste.

Ripetere poi la suddetta operazione per l'altra sezione di alimentazione identica alla prima.

Collegare quindi un amperometro in serie ad un potenziometro da 3 W a filo, e collegare il tutto ai capi di una delle uscite dell'alimentatore. Mettere quest'ultimo sotto tensione tramite l'interruttore principale in serie al primario del trasformatore, ed anche tramite il secondo interruttore a valle del secondario, e ridurre la regolazione del potenziometro a partire dal massimo, finché si nota l'accensione della lampadina.

Regolare quindi VR1 finché si nota che il dispositivo di limitazione automatica entra in funzione quando la corrente che scorre attraverso il carico fittizio raggiunge l'intensità di 100 mA, oppure qualsiasi altra intensità ammissibile per la quale si desidera regolare il funzionamento del sistema di protezione.

Questa operazione richiede un po' di tempo, in quanto la messa a punto di VR1 è piuttosto critica. L'intera operazione deve poi naturalmente essere ripetuta per la seconda sezione uguale dell'alimentatore.

Staccare quindi il carico fittizio e predisporre il voltmetro ai capi dell'altra uscita, per eseguire la messa a punto delle tensioni necessarie in quest'altro circuito. Se tali tensioni non corrispondono ai valori nominali, può essere indispensabile effettuare una seconda messa a punto di VR2.

Se si sospetta la presenza di un difetto, l'elenco delle tensioni riportato nella tabella 1 può essere utile per localizzarlo. Le tensioni elencate sono quelle che devono essere presumibilmente rilevate quando l'uscita viene predisposta al valore di 15 V, sia prima che dopo l'intervento del circuito automatico di limitazione.

Il circuito integrato del tipo 741 è munito di un sistema di protezione del cortocircuito in uscita, ed è molto improbabile che possa essere causa di inconvenienti. Se si presenta un funzionamento irregolare, e perciò logico che i sospetti cadano in primo luogo su altri componenti dell'alimentatore.

APPLICAZIONI DELL'ALIMENTATORE

Il dispositivo di alimentazione di cui si dispone dopo averne completata la costruzione è uno strumento molto compatto e versatile: può essere usato infatti per alimentare sia circuiti lineari, sia circuiti di tipo logico, integrati o meno, come pure per alimentare normali circuiti a transistori, entro i limiti di funzionamento, in quanto non è assolutamente indispensabile mettere in funzione entrambe le sezioni contemporaneamente.

Con una corrente di uscita di 80 mA, è stato possibile rilevare che l'ondulazione residua era di ampiezza pari a 5 mV da picco a picco.

Un argomento di una certa importanza è il fatto che il circuito di limitazione automatica entra in funzione anche in presenza di un segnale transitorio di forte ampiezza. Inoltre, esso può funzionare anche quando viene improvvisamente variata la tensione di uscita attraverso l'apposito commutatore. Di conseguenza, il modo migliore per usare questo alimentatore consiste nel disattivarlo ogni volta che si desidera spostare il commutatore per la tensione di uscita, e riattivarlo quindi immediatamente dopo.

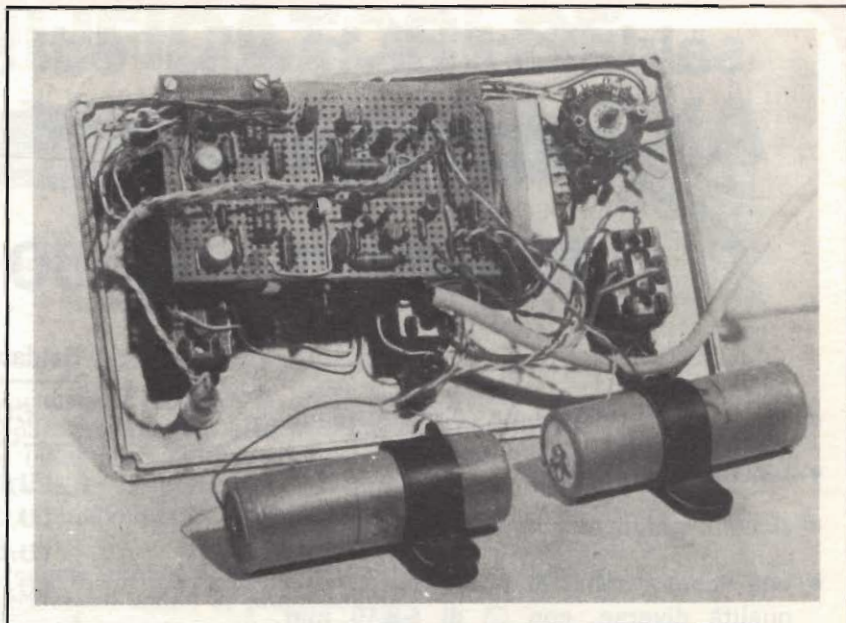



Fig. 3 - Veduta interna dell'alimentatore: la fotografia indica la posizione della basetta preforata, quella degli interruttori e delle lampade spia, nonché la posizione dei commutatori rotanti, e dei due grossi condensatori elettrolitici di filtraggio.

NESSUN RITARDO CON IL SISTEMA ISI PER TV-COLOR

«E' dal mese di giugno dello scorso anno che abbiamo inviato al Consiglio superiore delle telecomunicazioni il «dossier Isi», così come l'abbiamo inviato all'Anie. Devo però dire che gli studi per questo sistema sono stati iniziati dal nostro laboratorio di progettazione avanzata, circa due anni e mezzo or sono, che li ha condotti nell'ambito dei suoi compiti di ricerca elettronica». Lo ha detto all'Adnkronos l'ing. Malerba della Indesit in merito alle recenti notizie sulla creazione di un nuovo «colore» televisivo in Italia.

«Il sistema Isi — ha proseguito Malerba — è coperto da 28 brevetti collaterali, che si riferiscono a procedimenti e componenti elettroniche messi a punto dalle nostre unità di progettazione elettronica. Da quando il Cipe darà il via al colore non passeranno che poche settimane per la introduzione nel mercato di televisori Isi, in quanto il sistema è semplicissimo; in pratica consiste in un decoder che non porterà ad aumenti di prezzi al consumatore degli apparecchi: costeranno tanto quanto costa un Pal o un Secam. Certo, non abbiamo fino ad oggi nessuna assicurazione che il Consiglio superiore delle telecomunicazioni abbia esaminato la documentazione sottopostagli o abbia condotto esperimenti tecnici, ma pensiamo che prima di presentare i propri documenti al Cipe ne dovrà tenere conto».

Riguardo alla compatibilità del sistema con il bianco-nero, l'ing. Malerba ha detto che l'Isi è perfettamente compatibile; nel caso poi che delle trasmissioni con questo sistema debbano venire inviate all'estero, queste dovranno venire decodificate.

(da Il Sole-24 ore)

PRIMI FORNELLI AD ENERGIA SOLARE

Se tutto va bene, fra qualche anno consumeremo meno metano. Una fabbrica cinese, di Shangai, ha costruito i primi mille modelli sperimentali di fornelli che funzionano ad energia solare. Con una temperatura esterna di ventiquattro gradi, sono già stati cucinati in quindici minuti due chili di riso.

AMPLIFICATORI BF CON TRANSISTORI MEXA

prima parte a cura di L. CASCIANINI

Ci è sembrato opportuno proporre ai nostri lettori queste «note» riguardanti l'applicazione di una gamma dei nuovi transistori con base epitassiale (detti più semplicemente transistori mexa) in una serie di amplificatori. In particolare, si tratta di due amplificatori B.F. per autoradio (da 6/8 W), e di 8 amplificatori Hi-Fi (da 10/25 W).
Dopo aver accennato brevemente alla tecnologia dei transistori mexa, ne descriveremo i criteri di progettazione.

Cosa si richiede dai transistori impiegati negli stadi finali di bassa frequenza?

1) che siano elettricamente robusti;
2) che non introducano distorsione;
3) che sia possibile realizzarli economicamente in coppie complementari pnp/npn.

Queste caratteristiche, come vedremo tra poco, sono facilmente ottenibili con la tecnologia «mexa» (o della base epitassiale).

Per comprendere come si sia arrivati alla tecnologia mexa è necessario fare un passo addietro, e rivedere le «vecchie» tecnologie.

Transistori omotassiali

In fig. 1 abbiamo riportato un transistore che, per la maniera con cui è stato realizzato, viene chiamato «omotassiale». La produzione di transistori omotassiali chiamati anche transistori **a diffusione unica,** inizia partendo da una piastrina di materiale di tipo P omogeneo sulla quale non viene formato nessuno strato di ossido; di conseguenza, durante il processo di diffusione, il materiale donatore penetrerà all'interno della piastrina da entrambi i lati; ed è durante questo processo che si formano l'**emettitore** e il **collettore** (di tipo N)

Il materiale di tipo P esistente tra questi due strati diffusi costituisce **la base**. Per ridurre la resistenza-serie del collettore, responsabile, come è noto, di gran parte della perdita di tensione in senso diretto, viene asportato mediante attacco chimico (mordensatura) un sottile strato di materiale dalla parte del collettore.

Caratteristica del transistore omotassiale è che la struttura della base risulta omogenea e non presenta «campi di trascinamento» (drift field) per cui anche nel caso di pilotaggio a potenza elevata non potranno aver luogo fenomeni di concentrazione di corrente.

In forza di questa particolarità, questi transistori sono «elettricamente» robusti e adatti a lavorare con forti intensità di corrente dato che non sono sensibili all'inconveniente della «seconda rottura». Essi sono quindi ideali per impieghi di potenza in bassa frequenza. Il loro inconveniente è però che a causa del notevole spessore della base, la frequenza di transito non è molto elevata (infatti essa si aggira su 1 MHz). Infine, i transistori omotassiali sono disponibili soltanto nella versione NPN.

Transistori con base epitassiale

In fig. 2 è stata riportata schematicamente la struttura di un transistore realizzato con la tecnologia della base epitassiale.

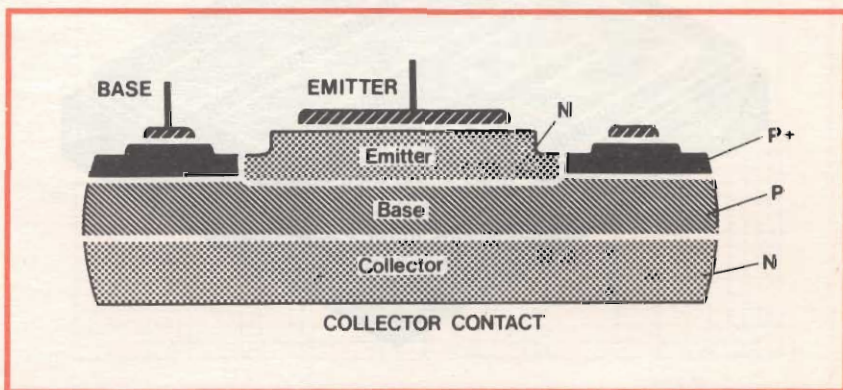



Fig. 1 - Rappresentazione schematica della struttura interna di un transistore di potenza con base omogenea (tecnologia omotassiale).

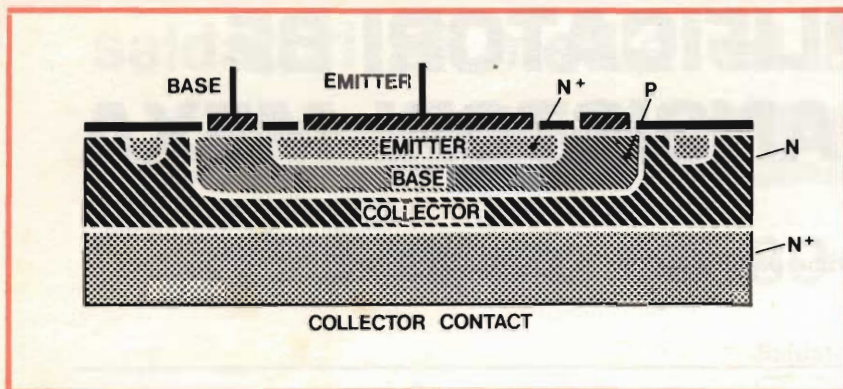



Fig. 2 - Rappresentazione schematica della struttura interna di un transistore di potenza con base planare epitassiale (tecnologia mexa).

Per **epitassi** si intende quel processo tecnologico che prevede la crescita di materiale semiconduttore allo stato cristallino su di un altro materiale semiconduttore anch'esso allo stato cristallino. I transistori con base epitassiale, chiamati anche transistori **mexa**, vengono ottenuti facendo crescere un sottile strato di silicio a basso drogaggio (N), e di conseguenza ad elevata resistività, su di un substrato di silicio ad elevato drogaggio (N+), e anch'esso di conseguenza a bassa resistività, che costituisce il collettore. Effettuato questo processo di epitassi, si forma lo strato di base di tipo P che viene ricoperto con uno strato di ossido di silicio. Come nel processo planare così anche in questo caso viene prodotta nello strato di ossido, mediante mascheratura e i soliti sistemi fotolitografici, una finestra che permette di ottenere, mediante diffusione, lo strato che costituirà l'emettitore.

Successivamente hanno luogo le note operazioni di ossidazione e di foto-incisione allo scopo di ricavare «finestrelle» che permettono di ottenere i collegamenti esterni con la base e l'emettitore. Siccome il processo di formazione dello strato di base è molto lento, il suo spessore può essere controllato molto accuratamente, per cui è possibile realizzare basi con spessore molto ridotto.

Grazie a quest'ultima proprietà, i transistori con base epitassiale hanno caratteristiche di funzionamento alle frequenze elevate superiori, per esempio, a quelle offerte dai transistori omotassiali. Più precisamente posseggono una frequenza di transito f_T abbastanza **elevata** da non introdurre distorsioni alle frequenze audio, e abbastanza **bassa** da non introdurre oscillazioni parassite.

Inoltre, le basi ottenute con il processo epitassiale, essendo omogenee, non danno luogo ai noti «campi di trascinamento»; ciò significa che questi transistori sono anche elettricamente robusti (non però come i tipi omotassiali), e che pertanto, potendo sopportare correnti molto elevate, sono particolarmente indicati per le applicazioni di bassa frequenza di potenza.

L'ultimo vantaggio di questi transistori su quelli omotassiali è l'economicità di realizzazione in coppie complementari npn/pnp, per cui sono ideali per l'impiego negli stadi finali audio in controfase.

Transistori Darlington di potenza

Un transistore Darlington di potenza, che in realtà è un circuito integrato monolitico, è un transistore tutto particolare. E' noto che il circuito Darlington, peraltro realizzabile anche con componenti discreti, è costituito essenzialmente da un transistore finale, da un transistore di controllo e di solito da due resistori e un diodo. E' risaputo che gli «ordinari» transistori di potenza presentano l'inconveniente di avere un fattore di amplificazione relativamente basso, come pure è noto che i transistori con guadagno elevato hanno l'inconveniente di non poter «trattare» potenze elevate. Evidentemente, combinando questi due tipi di transistori, sarà possibile ottenere un «transistore» di potenza con fattore di amplificazione molto elevato.

Il vantaggio del transistore Darlington integrato è che entrambi i transistori risultano allocati in uno stesso cristallo (circuito integrato monolitico), e ciò a tutto vantaggio della stabilità di funzionamento del circuito (fig. 3).

Come è indicato in fig. 4 un Darlington di potenza integrato di questo tipo viene ad avere tre ter-

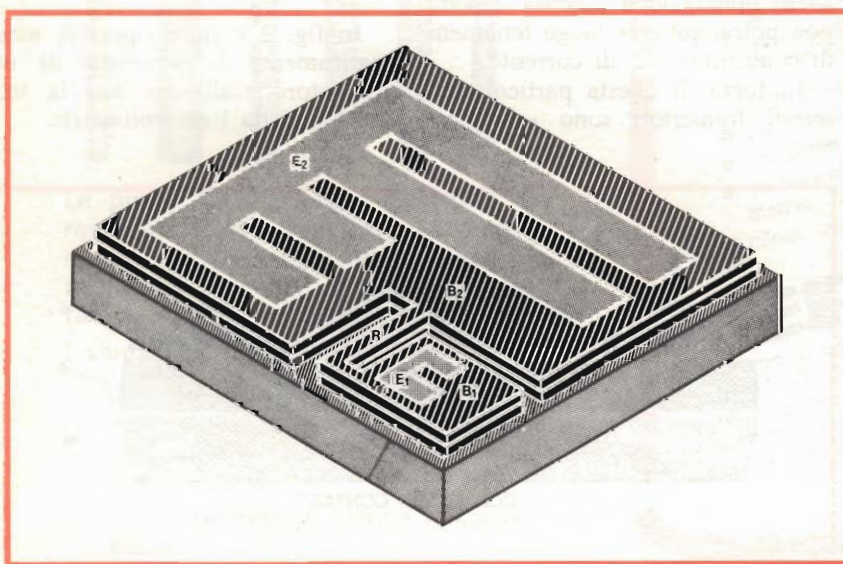



Fig. 3 - Rappresentazione schematica di una coppia Darlington nella quale i transistori hanno la base realizzata in tecnologia epitassiale.

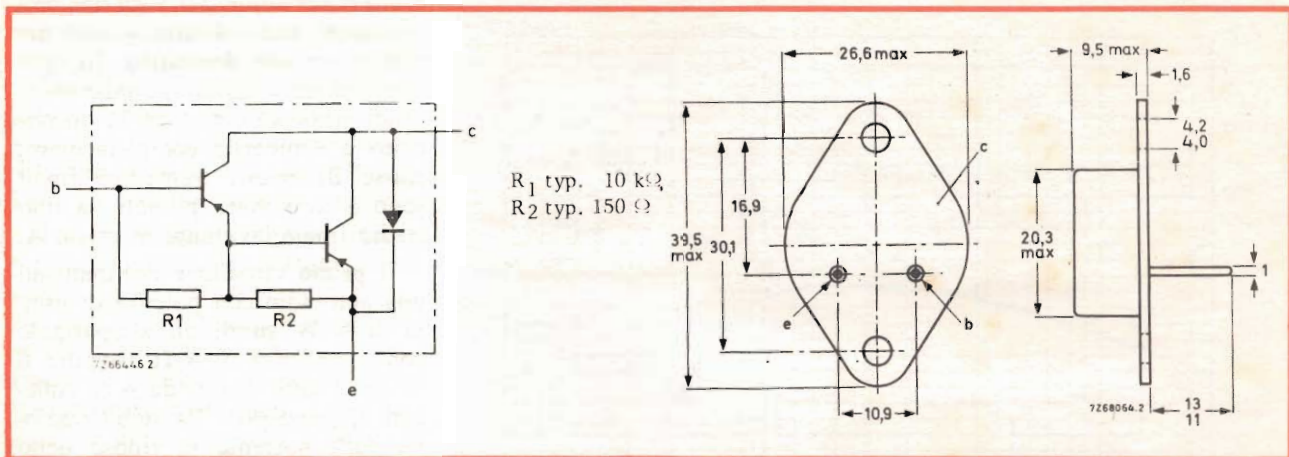



Fig. 4 - Schema elettrico di una coppia Darlington e relativo contenitore (si tratta della serie BDX62/A/B).

minali e può quindi essere considerato un normale «transistore» di potenza. I Darlington di potenza possono essere realizzati sia nella versione PNP che nella versione NPN.

I transistori mexa in configurazione Darlington sono impiegati negli stadi finali audio di grande potenza, nei quali, oltre ad una riduzione di componenti, e quindi di spazio e di ingombro, consentono una notevole semplificazione degli inevitabili radiatori di calore.

Nelle figure 4a, 4b, 4c abbiamo riportato:

1) Il tipo di contenitore, caratteristico dei transistori impiegati.
2) La curva caratteristica che dà l'andamento del fattore di amplificazione in funzione della corrente di collettore.
3) La curva caratteristica che dà la frequenza di taglio in funzione della corrente di collettore.

4 AMPLIFICATORI B.F. CON TRANSISTORI MEXA CON POTENZA DI USCITA DA 6 A 15 W

Sono stati introdotti dalla Philips-Elcoma 6 transistori di potenza del tipo con base epitassiale (detti anche transistori mexa); essi comprendono tre coppie complementari.

La loro sigla va dal tipo BD433 al tipo BD438. Le possibilità of-

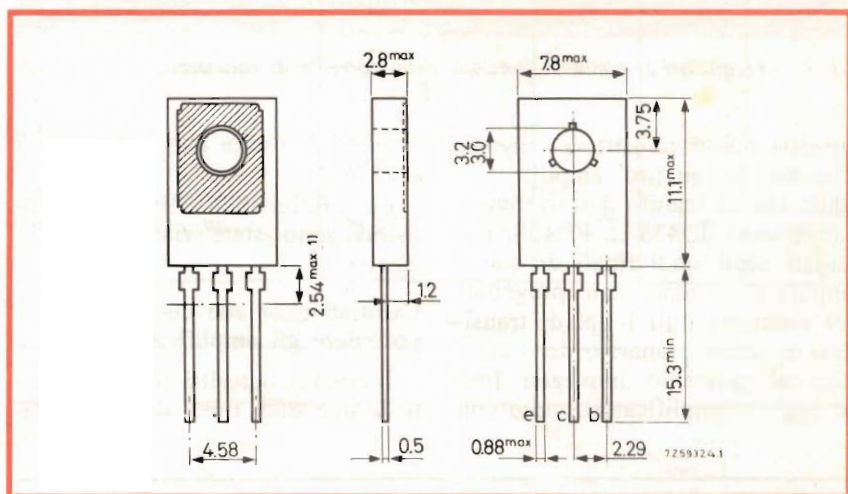



Fig. 4a - Contenitore dei transistori impiegati per la realizzazione degli amplificatori descritti. Il collettore è collegato alla parte metallica della superficie di montaggio.

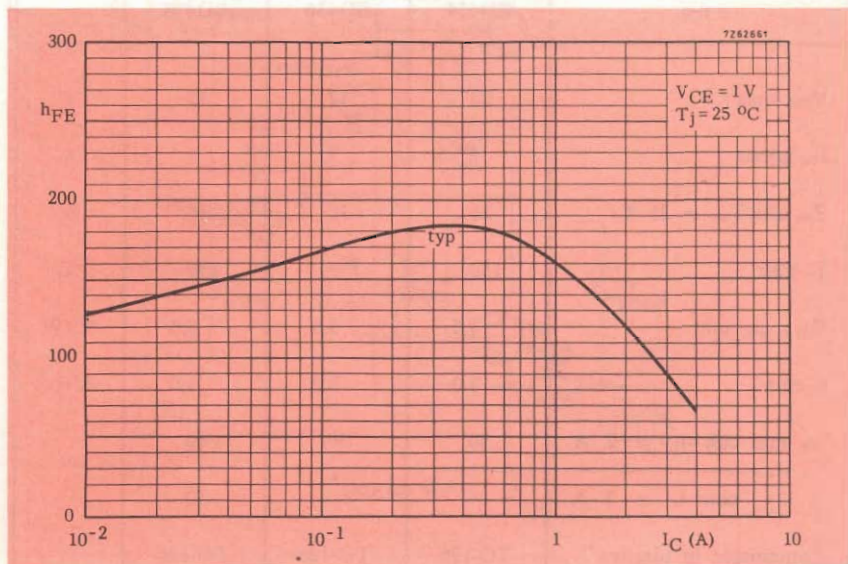



Fig. 4b - Fattore di amplificazione di corrente in funzione della corrente di collettore nei transistori impiegati.

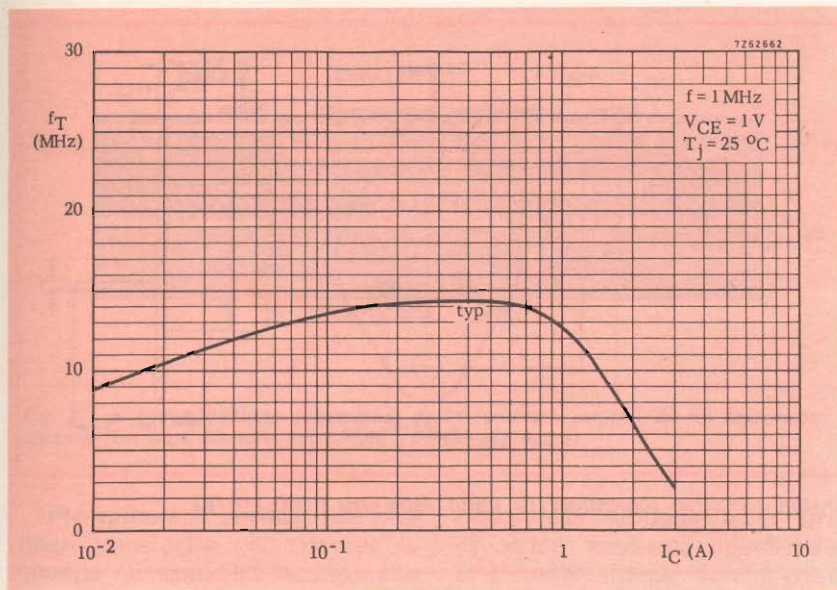



Fig. 4c - Frequenza di taglio in funzione della corrente di collettore.

ferte da questi transistori vengono sfruttate in quattro amplificatori audio che di seguito descriveremo; i transistori BD433 ... BD438, impiegati negli stadi finali di questi amplificatori sono stati progettati per sostituire tutti i tipi di transistori al silicio planari o dei transistori al germanio impiegati fino ad oggi in amplificatori audio con potenze di uscita che vanno da 5 a 15 W.

Le caratteristiche di questi transistori sono state riassunte nella tabella 1.

Caratteristiche che debbono possedere gli amplificatori

I circuiti descritti sono costituiti da due stadi finali destinati a ricevitori **per autoradio,** e da due amplificatori audio di alta qualità destinati per **uso domestico.** In tutti questi quattro circuiti, i transistori finali mexa sono montati in un circuito a simmetria complementare, classe B; questi transistori finali sono a loro volta pilotati da uno stadio finale lavorante in classe A.

Il **primo** circuito è destinato ad una autoradio con potenza di uscita di 6 W su di un altoparlante con impedenza di 4 Ω (oppure 8 W su 2 altoparlanti da 4 Ω collegati in parallelo). La stabilizzazione della corrente di riposo dello stadio finale è attuata mediante un circuito comprendente uno **stabistor;** quest'ultimo è un dispositivo a semiconduttore costituito da due giunzioni p-n polarizzate in senso diretto, avente la caratteristica di tensione di uscita rigorosamente controllata.

Il **secondo** circuito non è altro che una versione del primo circuito; in esso, il circuito stabilizzatore a stabistor viene rimpiazzato con un circuito di stabilizzazione del tutto convenzionale e molto più semplice.

Il **terzo** e il **quarto** circuito non sono altro che amplificatori di alta qualità con potenza di uscita rispettivamente di 10 W/4 Ω e di 15 W/8 Ω destinati all'uso domestico. La loro configurazione circuitale è identica; naturalmente, differiscono alcuni valori dei componenti e ovviamente i transistori finali.

Nella tabella 2 abbiamo riassunto le caratteristiche e le prestazioni di questi quattro amplificatori.

Il progetto di tutte le quattro versioni prevede misure tali da rendere insensibili i quattro amplificatori nei confronti di eventuali cortocircuiti e condizioni di sovrapilotaggio.

I due stadi finali audio da impiegare nelle autoradio sono protetti nei confronti di eventuali transitori che potrebbero essere presenti nella tensione di alimentazione della batteria e sono inoltre muniti di un fusibile che protegge i transistori nel caso di un eventuale errato collegamento dei morsetti della batteria dell'autoveicolo.

TABELLA 1 - Parametri caratteristici dei transistori impiegati

n-p-n p-n-p	BD433 BD434	BD435 BD436	BD437 BD438	
V_{CEO} max	22	32	45	V
I_{CM} picco	7	7	7	A
P_{tot} alla T_{mb} = 25 °C	36	36	36	W
T_j max	150	150	150	°C
$R_{th\ (j-mb)}$ min	3,5	3,5	3,5	°C/W
f_T min	3,0	3,0	3,0	MHz
h_{FE} min con I_C = 2 A	50	50	40	
con I_C = 3 A	—	—	30	
Contenitore in plastica	TO-126	TO-126	TO-126	

Amplificatore finale per autoradio: versione a stabistor

Da una normale autoradio si esige che fornisca una potenza di uscita di 6 W su un altoparlante di 4 Ω oppure di 8 W su due altoparlanti da 4 Ω collegati in parallelo.

La sensibilità di ingresso per la massima potenza di uscita, dovrà essere di circa 20 mV, ed è essenziale un buon circuito stabilizzatore che mantenga su un valore prefissato la **corrente di riposo** dello stadio finale entro quell'ampia variazione di temperatura a cui normalmente può andare incontro una autoradio. Ciò che invece non si ritiene assolutamente indispensabile in un'autoradio è la **caratteristica di alta fedeltà** dei suoni riprodotti come normalmente si esige dagli amplificatori per uso domestico.

Ciò per il semplice fatto che, normalmente, il conducente di un autoveicolo non può prestare tutta l'attenzione ad un programma musicale, ma deve preoccuparsi piuttosto di una buona condotta di guida.

Un'ultima caratteristica che si deve esigere da una normale autoradio è la sufficiente protezione contro i «pericoli» che si possono incontrare nell'impianto elettrico di un autoveicolo; intendiamo un eventuale errato collegamento della batteria di alimentazione, la presenza di transitori nella tensione della batteria medesima ed infine le inevitabili interferenze prodotte dall'impianto elettrico di accensione del motore.

Il circuito da 6 W riportato in fig. 5 soddisfa egregiamente le caratteristiche a cui abbiamo accennato in precedenza. Esso è costituito da una coppia di transistori finali complementari lavoranti in classe B, e cioè dal BD433 e dal BD434 (TR3 e TR4), dallo stadio pilota lavorante in classe A, il BC328 (TR2), da uno stadio prepilota, il BC148 (TR1). Tutti gli stadi sono accoppiati in c.c. e il circuito per la controreazione di tensione è costituito dai resistori R3 e R5.

Il circuito a **stabistore,** costituito dal BZY88/C1V3 e dai resistori R7, R8 e R9, è in grado di assi-

TABELLA 2 - Prestazioni e caratteristiche degli amplificatori

Circuito	Fig. 5	Fig. 8	Fig. 9	Fig. 10	
Transistori finali	BD433/4	BD433/4	BD435/6	BD437/8	
P_{uscita} max (eff)	≧ 6 *	≧ 6 *	≧ 10	≧ 15	W
R_{carico}	4 *	4 *	4	8	Ω
V_B = nom. (con carico)	14	14	26	36	V
Sensibilità di ingresso a 5 W	20	20			mV
a 10 W			300		mV
a 15 W				360	mV
Impedenza d'ingresso	20	20	75	100	kΩ
D_{tot} con P_{uscita} max	Fig. 6	Fig. 6	Fig. 11	Fig. 14	
Risposta in frequenza a (−3 dB)	0,1...12	0,1...12	0,03...30	0,03...30	kHz
Rapporto segnale/disturbo a P_{uscita} = 50 mW	≧ 75	≧ 75	≧ 75	≧ 75	dB

* oppure 8 W su un carico di 2 Ω

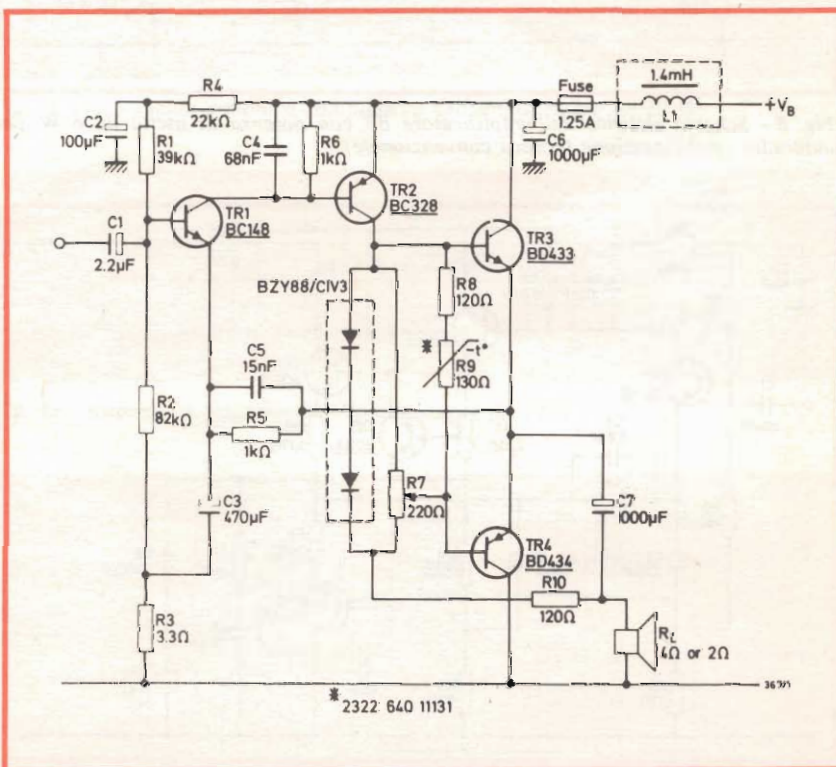



Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore BF con potenza di uscita di 6 W per autoradio (versione con stabilizzazione a stabistor).

Fig. 6 - Distorsione armonica complessiva dell'amplificatore di fig. 5.

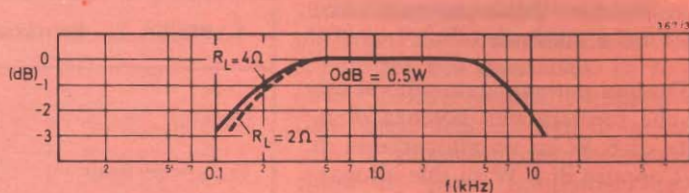
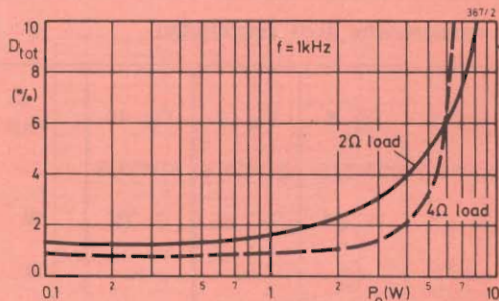



Fig. 7 - Risposta in frequenza dell'amplificatore di fig. 5.

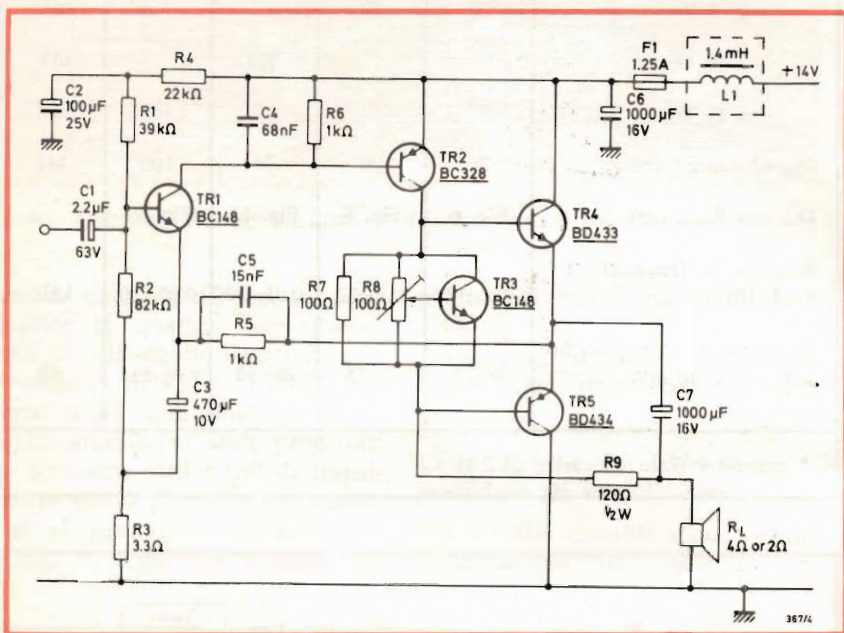



Fig. 8 - Schema elettrico dell'amplificatore BF con potenza di uscita da 6 W per autoradio (stabilizzazione termica convenzionale).

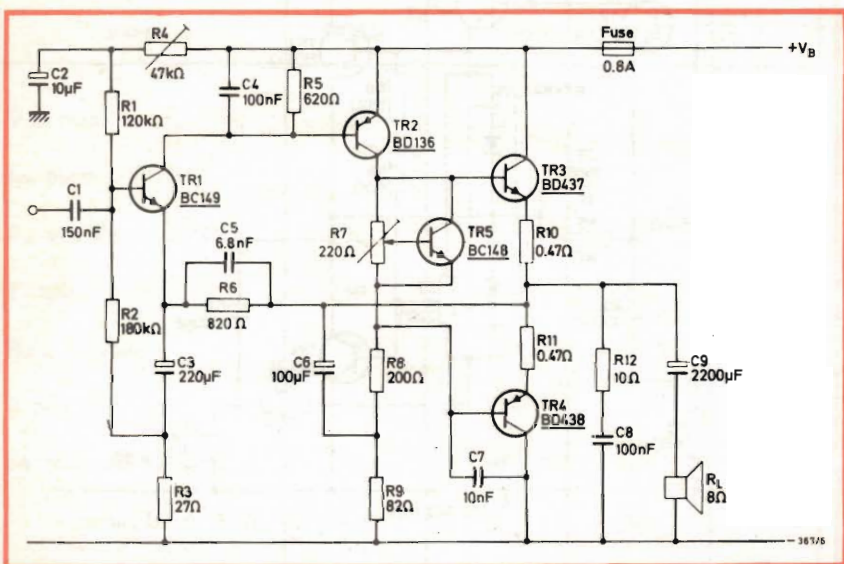



Fig. 9 - Schema elettrico dell'amplificatore per uso domestico con potenza di uscita da 10 W su 4 Ω.

curare un'ottima stabilità termica entro la vasta gamma delle temperature a cui può andare incontro un'autoradio tanto d'estate quanto d'inverno, con macchina in movimento o ferma. In particolare, il suddetto circuito stabilizzatore fa in modo che la corrente di riposo dello stadio finale, con il valore di 10 mA (regolata una volta per sempre mediante il resistore variabile R7), rimanga su questo valore entro i valori di temperatura compresi tra −20 e +70 °C. Con questo circuito di stabilizzazione termica sono del tutto inutili i convenzionali resistori di basso valore ohmico posti in serie agli emettitori dei transistori finali.

Eventuali tensioni di interferenza e tensioni transitorie prodotte dall'impianto di accensione dell'autoveicolo e iniettate nella linea di alimentazione del veicolo stesso vengono filtrate dalla rete LC L1 C6; questo filtro, perchè possa avere veramente efficacia, deve essere schermato rispetto a tutti gli altri componenti del ricevitore.

Il dissipatore di calore che abbiamo previsto per questo amplificatore è in grado di assicurare che non venga mai superata la massima temperatura ammissibile alla giunzione dei transistori finali nel caso in cui la temperatura esterna dell'ambiente dovesse avere il valore di 60.... 70 °C. Tra le basi di montaggio dei transistori e i dissipatori di calore dovrà essere inserito un materiale buon conduttore di calore quale normalmente è considerato il grasso al silicone. I transistori al silicio, con la loro caratteristica temperatura alla giunzione di 150 °C confrontata con i 90 °C dei normali transistori

al germanio, possono ridurre considerevolmente le dimensioni dei radiatori di calore impiegati. Si deve infine tener presente che, anche nel caso di un carico induttivo **complesso,** supponiamo di 1 mH e di 3,2 Ω, e nel caso di una tensione di alimentazione con valore di 16 V, i transistori mexa impiegati rimangono ancora entro l'area di funzionamento stabilita dal costruttore.

Un'eventuale inversione dei collegamenti alla batteria di alimentazione non farà altro che «far saltare» il fusibile proteggendo i transistori dalla distruzione. Anche un eventuale cortocircuito dei morsetti di uscita dell'altoparlante non produce alcun inconveniente.

Le caratteristiche e le prestazioni di questo amplificatore sono riportate in fig. 6 e 7.

Amplificatore per autoradio: versione senza stabistor

Una variante del circuito descritto in precedenza è riportata in fig. 8. La differenza, come già detto, consiste nell'aver sostituito il circuito a stabistor con un circuito più convenzionale e più semplice, e di conseguenza più economico, costituito dal transistore TR3 (BC-148) che funziona da moltiplicatore della V_{be}. Ovviamente, questo circuito convenzionale di stabilizzazione non ha quegli ampi margini di funzionamento caratteristici del circuito a stabistor. Per il rimanente, questo amplificatore e le sue prestazioni sono in tutto identiche a quelle del circuito di figura 5.

Amplificatori di alta qualità con potenza di uscita di 10 W e 15 W

L'amplificatore con potenza di uscita da 10 W riportato in figura 9 e quello da 15 W riportato in fig. 10 sono destinati agli impieghi domestici. Il progettista in questo caso non è stato legato da quelle condizioni che lo avevano vincolato nel caso di amplificatori per autoradio. Per tale motivo le prestazioni di questi due amplificatori sono di alta qualità e fedeltà.

A parte l'impiego nello stadio finale dei transistori mexa, il pro-

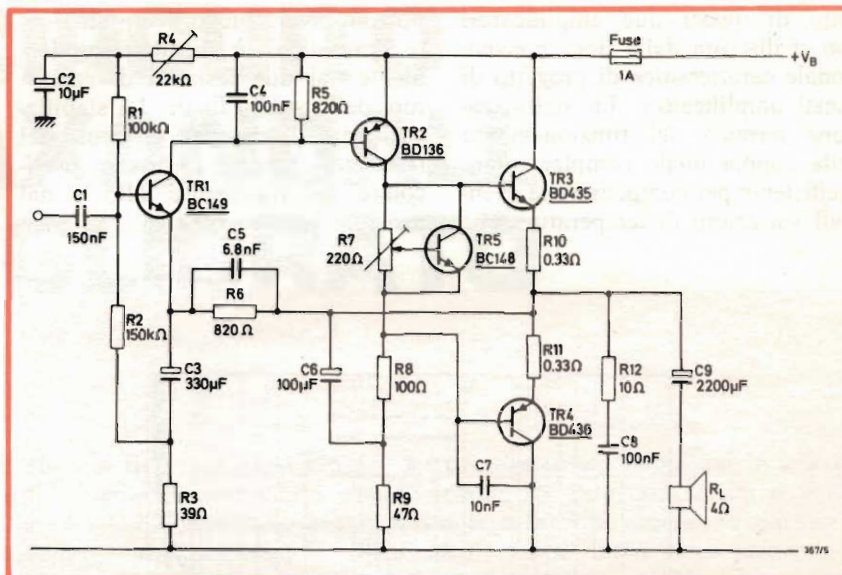



Fig. 10 - Schema elettrico dell'amplificatore da 15 W su impedenza di uscita di 8 Ω.

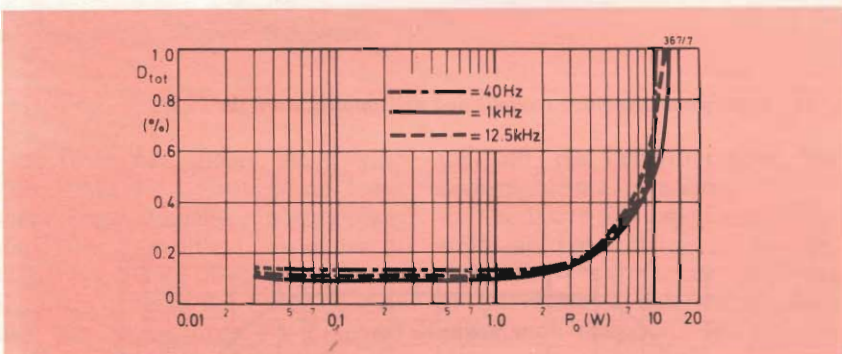



Fig. 11 - Distorsione armonica complessiva nell'amplificatore da 10 W.

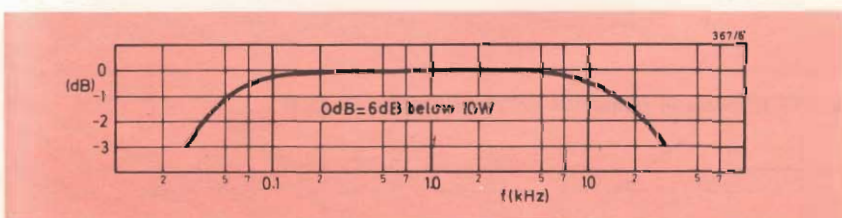



Fig. 12 - Risposta in frequenza dell'amplificatore da 10 W.

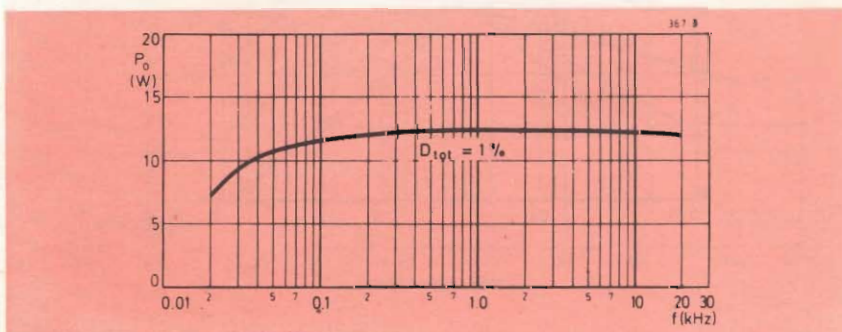



Fig. 13 - Andamento della potenza in funzione della frequenza.

getto di questi due amplificatori non si discosta dalla linea convenzionale caratteristica di progetto di questi amplificatori. La stabilizzazione termica del funzionamento della coppia finale complementare (sufficiente per compensare le eventuali variazioni di temperatura che possono avere luogo in un ambiente domestico) è fornita semplicemente dai due resistori di emettitore dello stadio finale. La stabilizzazione della corrente di riposo dei transistori finali è fornita in particolare dal transistore TR5 e dal resistore semifisso R7.

Fig. 14 - Distorsione armonica complessiva nell'amplificatore da 15 W.

Fig. 15 - Risposta in frequenza nell'amplificatore da 15 W.

Fig. 16 - Andamento della potenza in funzione della larghezza di banda nell'amplificatore da 15 W.

Le prestazioni degli amplificatori da 10 W e da 15 W sono riportate nelle figure da 11 a 16.

Siccome in questi amplificatori è stato introdotto un elevato livello di controreazione può darsi che, in alcuni casi, si verifichi qualche fenomeno di instabilità; ciò può capitare quando, per esempio, non si ha l'avvertenza di mantenere sufficientemente separati i ritorni di corrente dei circuiti rispettivamente di ingresso e di uscita. In altre parole, si tratta di evitare assolutamente **ritorni comuni a massa** dei circuiti rispettivamente di ingresso e di uscita.

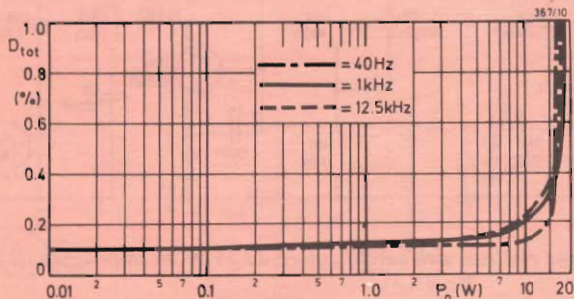
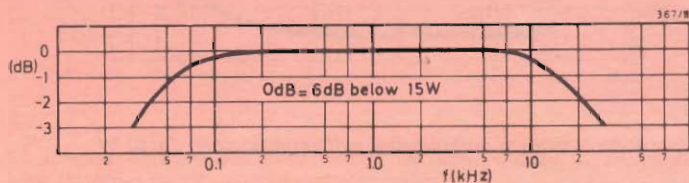
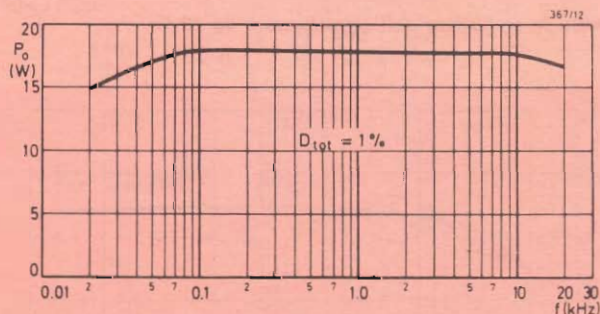
Dimensionamento dei radiatori di calore

Per l'amplificatore dell'autoradio con potenza di uscita di **6 W** è necessario prevedere per ciascun transistore finale un radiatore di alluminio annerito disposto verticalmente con spessore di 2 mm e dimensioni di 3 x 4 cm.

Per l'amplificatore da **10 W/4 Ω,** il radiatore del transistore pilota sarà costituito da una piastra di alluminio lucido disposta verticalmente con spessore di 2 mm e con un'area di 4 cm². Per ciascun transistore finale di questo amplificatore, il radiatore sarà costituito da una piastrina di alluminio lucido disposta verticalmente con spessore di 2 mm e superficie di 17 cm².

Infine, per l'amplificatore da **15 W/8 Ω,** il radiatore del transistore pilota sarà costituito da una piastrina di alluminio lucido disposta verticalmente, con spessore di 2 mm e con un'area di 6 cm². Il radiatore di ciascuno dei transistori finali di questo amplificatore sarà invece costituito da una piastrina di alluminio lucido, disposta verticalmente con spessore di 2 mm e con una superficie di 25 cm².

Se tra ciascun transistore e il suo radiatore si deve impiegare una rondella isolante di mica bisognerà tener conto di una ulteriore perdita in resistenza termica nella misura di 4 °C/W che dovrà essere compensata sovradimensionando il relativo radiatore di calore.

(continua)

CIRCUITO BAXANDALL MIGLIORATO

a cura di C. TOMMASI

Il circuito tipo Baxandall è stato per diverso tempo impiegato in quasi tutti gli amplificatori audio come controllo di tono, grazie soprattutto alla semplicità di costruzione e di impiego, che lo rendevano particolarmente adatto per amplificatori di media classe dotati di un solo controllo di tono. Con il progredire delle apparecchiature Hi-Fi si sono diffusi circuiti di tipo alquanto più perfezionato, in grado di agire su ben determinate porzioni della gamma di frequenza; la maggiore difficoltà di questi circuiti consiste proprio nell'evitare interazioni tra i controlli di tono per le diverse frequenze.

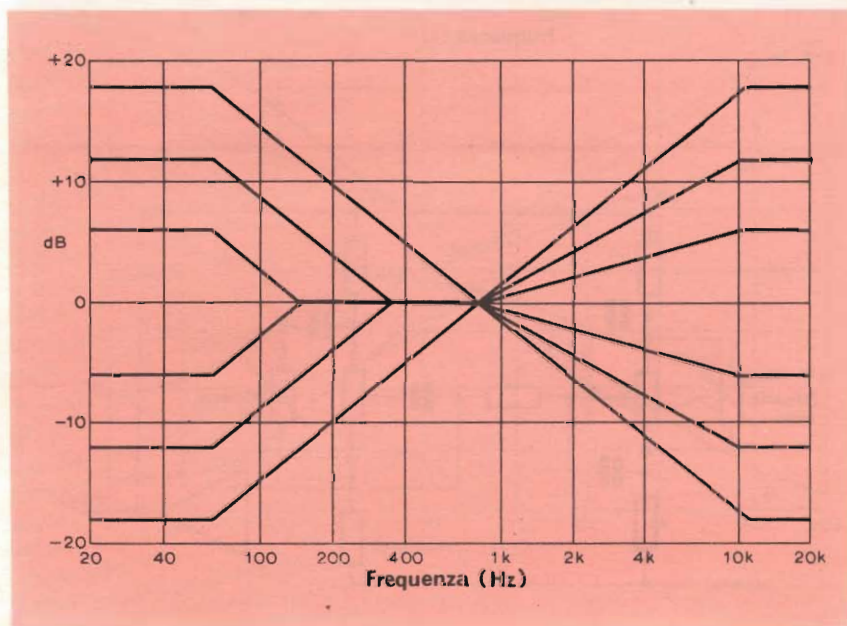
L'articolo descrive una modifica al circuito Baxandall classico, che ne aumenta le prestazioni pur mantenendo quasi inalterata la semplicità. Il circuito classico presenta lo svantaggio fondamentale degli effetti maggiori agli estremi della gamma audio. (fig. 1).

Per esempio: se è richiesta una amplificazione di 6 dB a 4 kHz si deve contemporaneamente ammettere una amplificazione di 18 dB a 16 kHz. Inoltre la frequenza d'intervento del controllo sui toni bassi dipende dalla posizione del potenziometro stesso, mentre ciò non avviene per i toni alti. Questo effetto è visibile nel grafico di fig. 1 e le ragioni a cui è dovuto possono essere capite esaminando la fig. 2, che mostra lo schema del circuito classico.

A frequenze molto basse le impedenze dei condensatori sono elevate, per cui il circuito si può considerare di tipo essenzialmente resistivo. Il controllo dei bassi agisce quindi in questo caso come un semplice controllo di guadagno, mentre il controllo degli alti non ha alcuna efficacia. Man mano che la frequenza aumenta il controllo dei bassi viene progressivamente disaccoppiato da C1 a C2; le relative costanti di tempo sono C1 R3 e C2 R2. Poiché i valori di R2 e R3 dipendono dalla posizione del controllo, la frequenza di intervento cambia.

Per esempio: per aumentare l'amplificazione dei toni bassi deve essere aumentata R2, il che provoca l'aumento della costante di tempo C2 R2 e l'aumento della frequenza d'intervento.

A frequenze ancora più elevate (oltre 1 kHz) il controllo dei bassi viene completamente disaccoppiato da C1 e C2, mentre l'impedenza di C3 scende già ad un valore utile per il funzionamento del controllo toni alti (il condensatore C3 è spesso sostituito da 2 condensatori collegati agli estremi del potenziometro toni alti, ma l'effetto rimane fondamentalmente invariato).

Il resistore R5 impedisce al controllo dei bassi di influire sul controllo degli alti la cui frequenza di intervento è determinata dalla costante di tempo C3 R5 che non dipende dalla posizione. A frequenze molto elevate (oltre 10 kHz) il

Fi.g 1 - Tipica risposta in frequenza di un controllo di tono Baxandall classico.

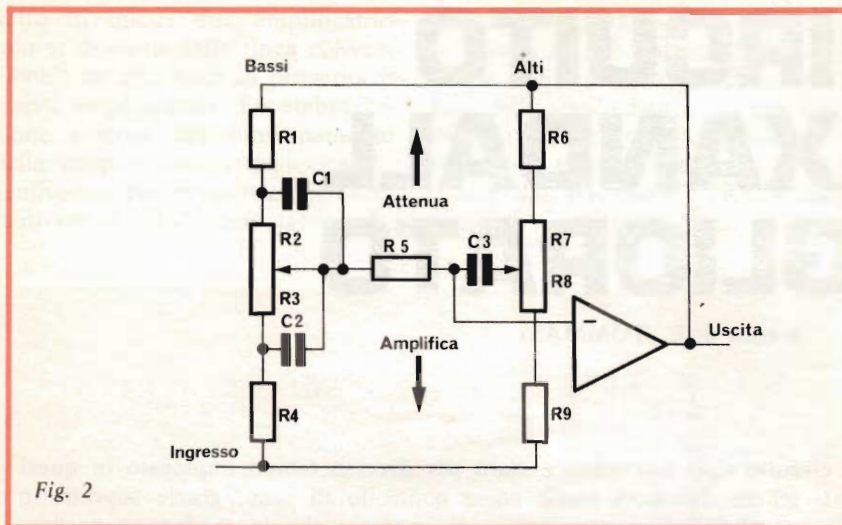



Fig. 2

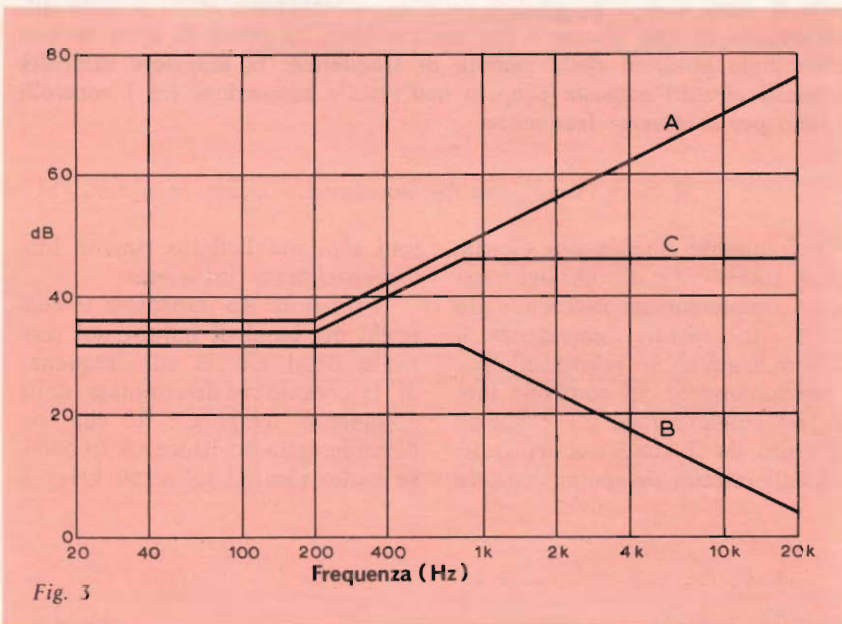



Fig. 3

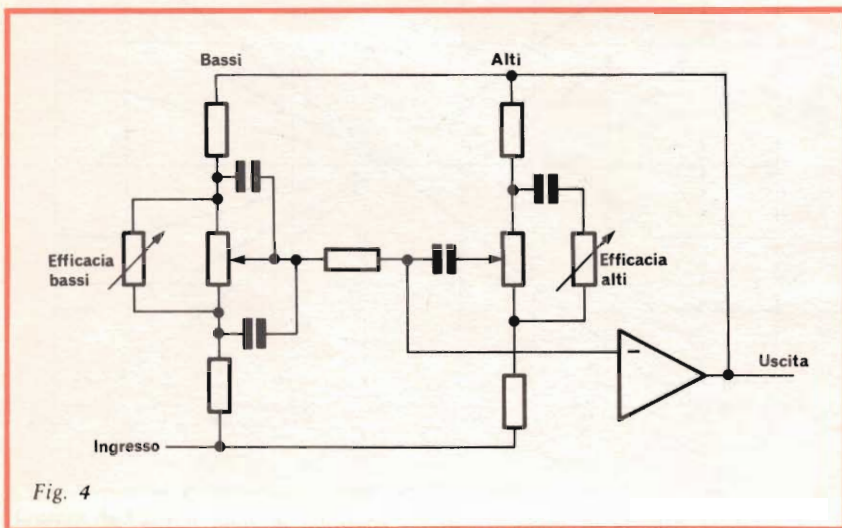



Fig. 4

controllo degli alti agisce come un controllo di guadagno. I resistori R1, R4, R6 e R9 servono a limitare gli effetti dei controlli alle posizioni estreme, e sono normalmente di valore abbastanza piccolo per non influire sulla funzione principale del circuito.

Questa differenza di comportamento ai toni bassi e alti non è certo l'ideale, tuttavia è quasi il meglio ottenibile con una semplice rete RC, a meno di separare completamente i circuiti di attenuazione e amplificazione dei toni. Usando circuiti di questo tipo è possibile ottenere curve di risposta a gradino come mostrato in fig. 3, però è importante sottolineare che in questo caso la risposta piatta viene ottenuta agendo simultaneamente sull'amplificazione e sull'attenuazione. Ciò può causare sgradevoli problemi di sovraccarico e di rumore perchè le due funzioni sono ottenute in parti differenti del circuito, in contrasto con la disposizione Baxandall.

Per queste ragioni sono state studiate alcune modifiche al circuito, atte a limitarne gli effetti agli estremi della gamma audio. Il primo tentativo è stato quello di regolare separatamente l'efficacia dei controlli per i bassi e gli alti in modo da limitare i valori massimi di attenuazione e amplificazione ottenibili. Ciò è stato realizzato sostituendo al posto di R1 e R4 dei resistori variabili. Tuttavia anche questa soluzione presenta degli svantaggi: innanzitutto vengono impiegati 2 controlli invece di 1, inoltre variazioni nel valore di questi resistori

Fig. 2 - Il circuito fondamentale del controllo di tono Baxandall.

Fig. 3 - Risposte a gradino possono essere ottenute per sintesi utilizzando reti di attenuazione ed amplificazione completamente separate. Nell'esempio mostrato la curva C è ottenuta come sovrapposizione delle curve A e B: a 20 kHz A presenta una amplificazione di 40 dB e B una attenuazione di 28 dB; sono valori molto elevati che possono dare luogo o sovraccarichi o a problemi di rumore.

Fig. 4 - Sempre il circuito Baxandall con l'aggiunta dei 2 controlli di efficacia.

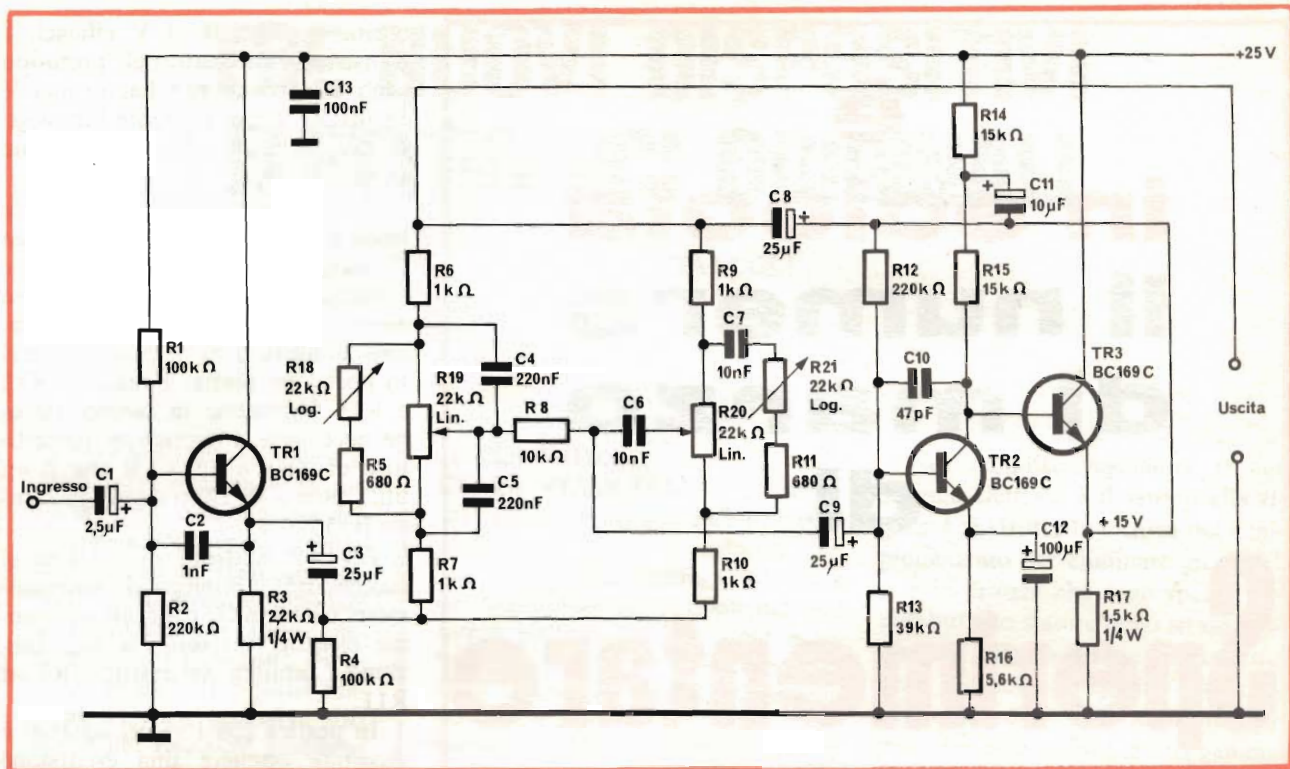



Fig. 5 - Schema dettagliato del circuito modificato.

causano ancora degli spostamenti nella frequenza di intervento.

La soluzione del problema che consente di realizzare le modifiche volute senza creare altri inconvenienti, consiste nel collegare un solo resistore variabile direttamente ai capi del potenziometro toni bassi (fig. 4). Esso agisce semplicemente come un partitore di tensione insieme a R1 e R4, quindi la parte di segnale che compare al controllo dei bassi è minore. Una modifica simile applicata al controllo dei toni alti non avrebbe molti risultati poichè qui la frequenza di intervento è fissa; potrebbe sì servire a limitare il valore massimo di amplificazione e attenuazione, ma lo stesso effetto si otterrebbe più semplicemente eliminando il controllo di efficacia e regolando ad una posizione intermedia il potenziometro per i toni alti.

In questo caso la soluzione consiste nell'introdurre un condensatore in serie, come mostrato in fig. 4, in modo che il controllo di efficacia entri in funzione solo oltre una certa frequenza di intervento stabilita dai valori del condensatore di R6 e R9.

Il circuito completo con le modifiche sopra descritte è mostrato nella fig. 5; a parte le modifiche, esso è del tutto convenzionale. La sola ulteriore precauzione necessaria è di assicurare una capacità di pilotaggio sufficientemente elevata, dato che l'impedenza della rete di controllo può essere abbastanza bassa in alcune posizioni; comunque, nel peggiore dei casi, il circuito garantisce una tensione di

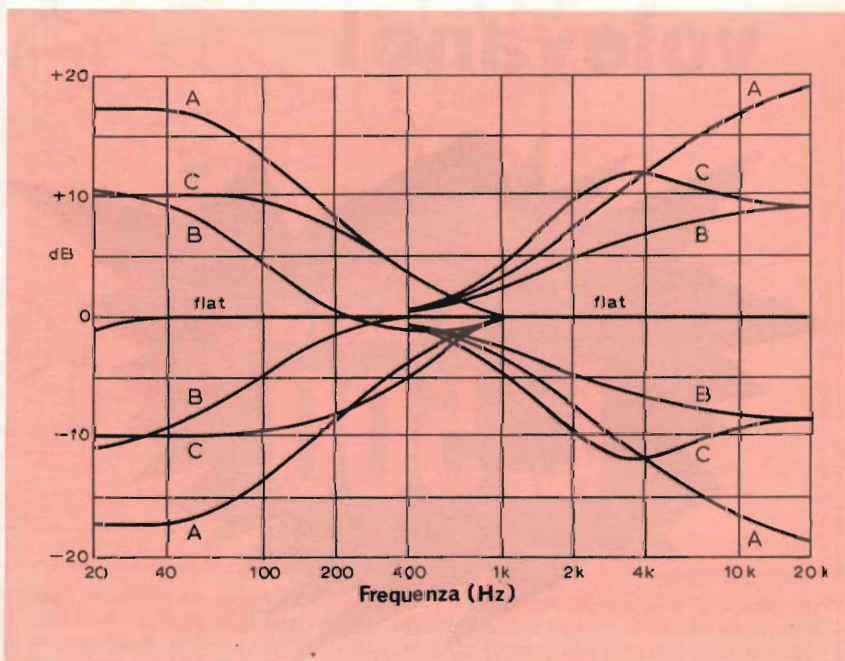



Fig. 6 - Alcuni esempi di curve di risposta ottenibili con il circuito modificato.

uscita massima di 4 V efficaci. I transistori utilizzati nel prototipo sono BC 169 C; essi hanno una V ces di 30 V che consente l'impiego di una tensione di alimentazione abbastanza alta.

Questa configurazione presenta bassa distorsione e bassa impedenza di uscita che la rendono ideale per l'impiego in amplificatori di classe elevata. Il circuito ha un guadagno unitario con i potenziometri in posizione piatta. I resistori R12 e R13 forniscono la contro-reazione necessaria a mantenere l'emettitore di TR3 a 15 V, il che è un utile punto di riferimento provando il circuito.

Per i 2 controlli di efficacia si raccomanda l'impiego di potenziometri logaritmici, collegati però come resistori variabili; la loro funzione è limitata dai resistori R5 ed R11.

In pratica con i valori adottati è possibile ottenere una escursione di 8 dB a ciascun estremo della gamma audio.

La fig. 6 mostra una selezione delle curve di risposta in frequenza ottenibili dal circuito. L'insieme delle curve «A» è ottenuto con i controlli di efficacia al minimo e i controlli di tono al massimo.

L'insieme delle curve «B» è simile ma con i controlli di tono a metà. Queste curve sono abbastanza vicine a quelle ottenibili con un circuito convenzionale — si possono paragonare per esempio a quelle di fig. 3 — però con la differenza che le risposte ai toni bassi e alti si sovrappongono, consentendo una maggiore libertà di regolazione.

L'insieme delle curve C è realizzato con i controlli di tono al massimo e con i controlli di efficacia anch'essi al massimo, in modo da far coincidere le estremità delle risposte a quelle delle curve B.

E' quindi possibile con questo circuito modificare il livello di una gamma di frequenza in maniera molto più uniforme di quanto possibile con un circuito convenzionale.

Nella pratica questo vantaggio è considerevole e giustifica la maggiore, anche se limitata, complessità del circuito.

TRE NUOVI DISPOSITIVI ELETTRONICI ORIGINALI

a cura di L. BIANCOLI

La profonda conoscenza e lo sfruttamento razionale di tutti i princìpi fondamentali della tecnica elettronica permettono spesso di realizzare dispositivi di grande interesse nelle più svariate applicazioni. Ecco qui di seguito tre esempi pratici di circuiti realizzabili senza eccessive difficoltà per risolvere problemi comuni, con la massima sicurezza di funzionamento.

IL CONTROLLO DELLA VELOCITA' DI UN MOTORE ELETTRICO

Un motore per corrente continua del tipo a magnete permanente può essere sfruttato anche come autotachimetro agli effetti del controllo della sua stessa velocità, consentendo così un notevole risparmio rispetto ai costosi tachimetri che di solito si impiegano per il controllo della velocità di un motore.

Nel semplice regolatore il cui schema elettrico è illustrato alla *figura 1* si sfrutta la tecnica del campionamento per eliminare gli errori e le incertezze che sono spesso imputabili allo statore dello stesso motore, ed alla resistenza di contatto delle spazzole. In questo caso specifico, la velocità di rotazione del motorino può variare in una gamma di valori il cui rapporto è compreso tra 20 e 1.

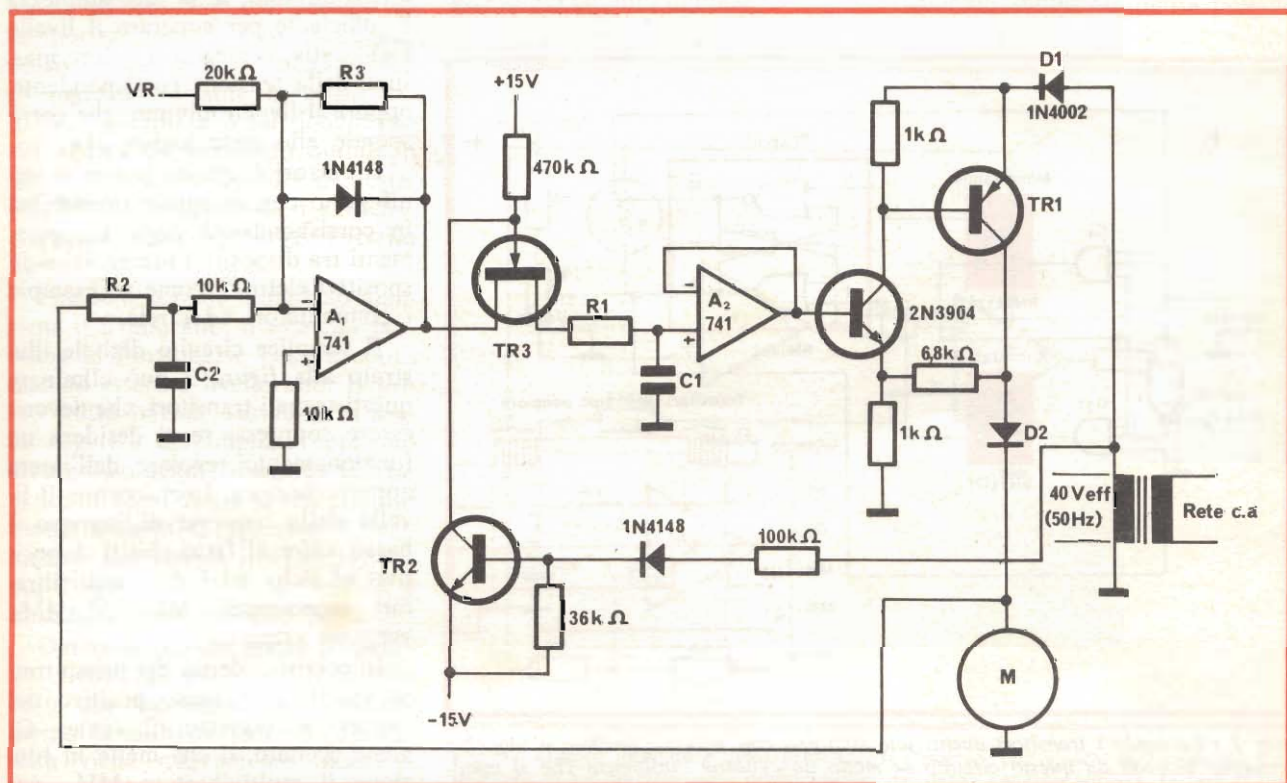



Fig. 1 - Il circuito di campionamento del regolatore permette di variare la velocità di un motore elettrico a spazzole per corrente continua, con un rapporto pari a 20 : 1. Per i semiperiodi negativi del segnale di ingresso, la tensione di alimentazione del motorino elettrico controllato viene soppressa, e la forza elettromotrice indotta fornita dall'avvolgimento del motore può essere confrontata con la tensione di riferimento V_R. Qualsiasi errore che ne deriva viene immagazzinato nella capacità C1, fino al sopraggiungere del semiperiodo positivo successivo. In seguito, la tensione di errore viene applicata al motore per ottenere la correzione della velocità.

Agli effetti del funzionamento, si può precisare quanto segue: durante i semiperiodi positivi della tensione di alimentazione applicata al motore, la tensione presente ai capi del secondario del trasformatore visibile in basso a destra (di 40 V) fornisce il segnale di pilotaggio allo stadio TR1, attraverso il diodo D1. Durante i semiperiodi negativi della stessa tensione di ingresso, questa energia elettrica viene a mancare, per cui la forza elettromotrice indotta (fem) restituita dal motore elettrico viene confrontata con la tensione di riferimento V_R.

Qualsiasi segnale di errore risultante viene applicato all'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale A_1. Per una parte di ciascun semiperiodo negativo, il transistore TR2 viene commutato in stato di interdizione ad opera della tensione presente ai capi del secondario del trasformatore, il che fa sì che il transistore ad effetto di campo TR3 conduca corrente con una certa intensità.

Il segnale di errore amplificato, disponibile all'uscita di A_1, può quindi essere trasferito al condensatore C1, dove viene immagazzinato finché non si presenta il periodo di campionamento successivo.

Durante il semiperiodo positivo che segue della tensione di ingresso, questo segnale di errore immagazzinato viene nuovamente amplificato ad opera del secondo amplificatore operazionale A_2, per essere quindi applicato al motore allo scopo di correggere qualsiasi errore nella velocità di rotazione che possa verificarsi.

Il diodo D2 ha il compito di disaccoppiare il motore rispetto al circuito di pilotaggio durante ciascun periodo di campionamento, per evitare che vengano introdotti errori nella tensione sottoposta al campionamento.

Due filtri a resistenza e capacità, di cui uno costituito dal resistore R1 e dal condensatore C1, e l'altro dal resistore R2 e dal condensatore C2, hanno il compito di ridurre i segnali transitori dovuti allo scintillìo che si verifica inevitabilmente tra le spazzole ed il collettore del motore elettrico.

Il filtro R1-C1 presenta la costante di tempo più lunga tra i due, e viene sistemato dopo lo stadio ad effetto di campo TR3, allo scopo di evitare peggioramenti del tempo di ricupero dell'amplificatore.

Il resistore R3 controlla il guadagno del circuito di reazione: il suo valore deve essere scelto in modo tale da consentire il guadagno più elevato possibile, pur mantenendo una buona stabilità di funzionamento dell'intero circuito.

UN SOPPRESSORE DEI TRANSITORI DIGITALI

Nei circuiti digitali, i transitori di commutazione si manifestano piuttosto spesso quando esiste una transizione tra i livelli logici «0» ed «1», o viceversa. Questi segnali transitori possono introdurre degli errori nel funzionamento dell'intero circuito, se la loro ampiezza è sufficiente per superare il livello logico «0», o meglio il valore massimo della tensione corrispondente, oppure il livello minimo, che corrisponde allo stato logico «1».

Gli errori di questo genere si manifestano con maggiore probabilità in corrispondenza degli accoppiamenti tra dispositivi meccanici e dispositivi elettrici, come ad esempio i commutatori ed i relè.

Il semplice circuito digitale illustrato alla *figura 2* può eliminare questi segnali transitori, che devono essere soppressi se si desidera un funzionamento regolare dell'intera apparecchiatura. Inizialmente, il livello della tensione di ingresso è basso, oltre al fatto che il dispositivo «Latch» ed i due multivibratori monostabili, MM_1 ed MM_2, vengono azzerati.

In corrispondenza del primo tratto variabile in senso positivo del segnale di ingresso, il «gate» G_1 viene eccitato, il che mette in funzione il multivibratore MM_1, per cui la relativa uscita TR1 raggiunge il livello alto. Ciò predispone il «Latch», per cui il «gate» G_1 viene interdetto, e l'uscita relativa raggiunge del pari il livello alto.

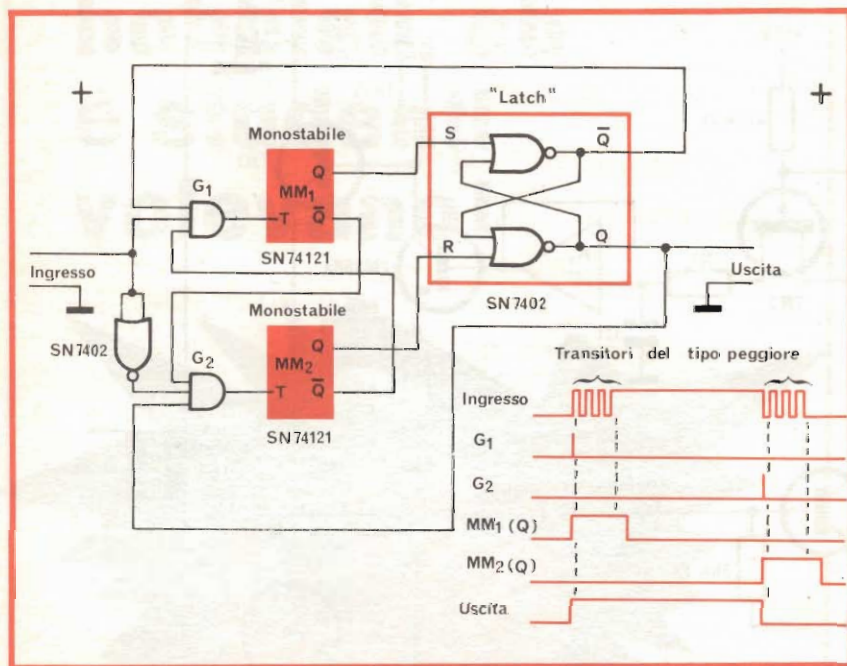



Fig. 2 - Entrambi i transitori aventi uno sviluppo con polarità positiva o negativa vengono bloccati da questo circuito in modo da evitarne l'influenza che si manifesterebbe altrimenti sotto forma di errori di uscita, mediante questo semplice dispositivo digitale di soppressione. Il periodo di temporizzazione del multivibratore monostabile MM, determina la larghezza massima dei transitori positivi che vengono bloccati, mentre il periodo di oscillazione dell'altro multivibratore monostabile MM, determina la larghezza massima dei transitori di polarità negativa. Il diagramma di temporizzazione visibile in basso a destra rappresenta la forma d'onda dei segnali presenti in alcuni punti «chiave» dell'intero circuito.

Dal momento che anche il «gate» G_2 viene interdetto dopo l'inizio del funzionamento del multivibratore MM_1, l'uscita risulta in quell'istante bloccata, sia rispetto al «Latch», sia rispetto ai due multivibratori monostabili.

Dopo il primo tratto positivo dell'impulso — quindi — qualsiasi transitorio che abbia uno sviluppo in senso positivo, e che si presenti all'ingresso, non potrà esercitare alcuna influenza dannosa sulle caratteristiche di uscita.

Il periodo di funzionamento del multivibratore monostabile MM_1 determina la lunghezza del periodo di tempo durante il quale si impedisce ai segnali transitori di ingresso di esercitare una certa influenza sullo stato del circuito di uscita. La lunghezza di questo periodo deve essere regolata in modo che risulti leggermente maggiore del transitorio più lungo possibile di funzionamento.

Quando l'uscita Q del multivibratore MM_1 raggiunge il livello basso all'estremità del periodo di temporizzazione, la transizione successiva, che consiste nell'impulso di ingresso variante in senso negativo, determina il funzionamento del «gate» G_2, mettendo quindi in funzione il multivibratore monostabile MM_2, e riazzerando il «Latch», per cui l'uscita raggiunge il livello basso.

Finché il segnale d'ingresso mantiene il livello alto, il «Latch» permane in funzione, e l'uscita continua ad essere a livello alto. Il primo tratto iniziale variabile in senso negativo dell'impulso applicato all'ingresso aziona il «gate» G_2, facendo sì che l'uscita Q del circuito monostabile MM_2 raggiunga il livello alto. Ciò riarma il «Latch», per cui il «gate» G_2 diventa inattivo, e l'uscita scende al livello basso.

Dal momento che anche il «gate» G_1 viene del pari interdetto una volta che sia entrato in funzionamento il multivibratore MM_2, l'uscita viene nuovamente bloccata. Questo è il motivo per il quale nessun transitorio di ingresso variante in senso negativo può modificare o comunque compromettere lo stato logico di uscita.

Il periodo di funzionamento del multivibratore monostabile MM_2 stabilisce la lunghezza del periodo di tempo durante il quale ai transitori negativi presenti all'ingresso viene impedito di raggiungere l'uscita. Il periodo di temporizzazione del circuito monostabile deve invece essere leggermente più lungo del transitorio di interdizione della massima lunghezza possibile. Il livello di uscita rimarrà perciò basso, dopo il completamento del ciclo di temporizzazione del multivibratore monostabile MM_2, a patto che il livello del segnale di ingresso rimanga anch'esso basso.

Con i componenti precisati nel circuito di figura 2, questo soppressore di segnali transitori digitali viene messo in funzione da segnali transitori aventi una durata minima di 85 ns. Il circuito può però essere regolato anche in modo da bloccare i transitori che presentino una lunghezza compresa tra 100 ns e 2 s, e che si manifestino dopo il tratto iniziale o quello finale degli impulsi applicati all'ingresso del circuito digitale.

Le escursioni di tensione al di sotto del potenziale di 0 V possono essere prese in considerazione dai diodi di bloccaggio che si trovano nella maggior parte dei dispositivi appartenenti alla categoria TTL; le escursioni che superano invece il potenziale di 5,5 V possono essere limitate con la semplice aggiunta di un diodo zener.

UN INDICATORE DI GHIACCIO PER IL CONTROLLO DEL FONDO STRADALE

Per oltre dieci anni, le vetture del modello Rover sono state quasi le sole ad essere munite di un indicatore incorporato, che permette al guidatore di accorgersi quando la strada è coperta da un sottile strato di ghiaccio.

Ebbene, grazie all'attuale disponibilità del circuito integrato di tipo economico e molto versatile denominato «quad», appartenente alla categoria degli amplificatori operazionali complessi, questa possibi-

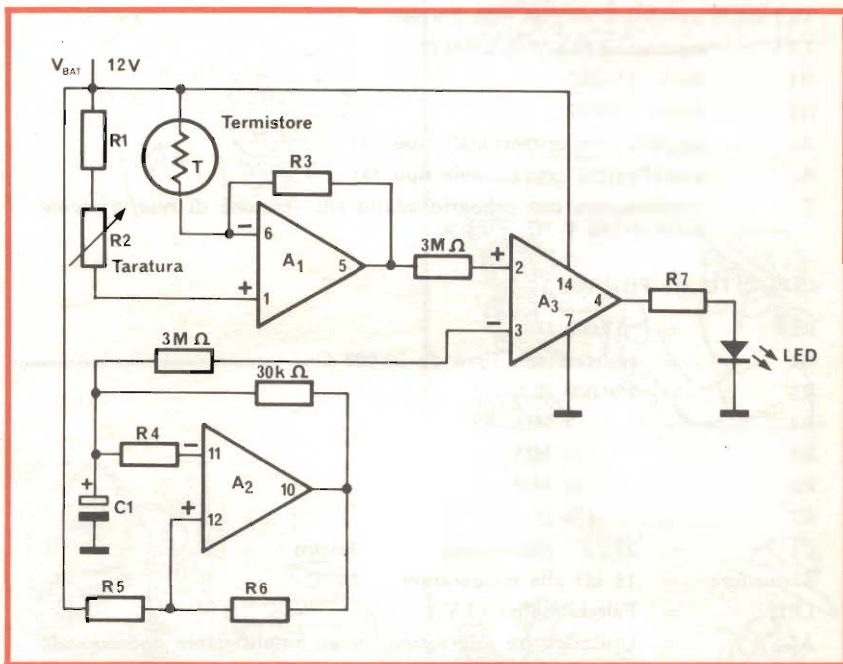



Fig. 3 - Questo indicatore della presenza di ghiaccio, che sfrutta la flessibilità e la praticità di un amplificatore operazionale complesso del tipo «quad», fa uso di una sonda a termistore per svolgere un'azione di controllo nei confronti della temperatura atmosferica. Alla temperatura di 0 °C il diodo fotoemittente LED produce un impulso luminoso ogni secondo. Il ritmo di lampeggio aumenta mano a mano che la temperatura si approssima a questo valore, al di sotto del quale il diodo rimane costantemente acceso. Un'uscita a ciclo di lavoro variabile determina quindi il ritmo di lampeggio. L'amplificatore operazionale A_2 viene collegato in modo che funzioni come multivibratore ad oscillazione continua.

lità di controllo può ora essere aggiunta con la massima semplicità in qualsiasi altro tipo di autovettura, a patto che si realizzi il circuito illustrato alla *figura* 3.

L'avvisatore di fondo stradale ghiacciato controlla la temperatura ambientale esterna, in modo da informare chi guida in merito alle condizioni in corrispondenza delle quali il ghiaccio comincia a formarsi sulla strada, cosa che accade facilmente quando la temperatura, in presenza di aria contenente una elevata percentuale di umidità, scende al di sotto di 0 °C.

Il dispositivo che proponiamo è inoltre molto robusto, e funziona con ottima reiezione nei confronti dei segnali di disturbo. In pratica, il circuito illustrato funziona con un ciclo di lavoro prestabilito per controllare il ritmo di lampeggio di un diodo fotoemittente. Alla temperatura di 0 °C vengono prodotti degli impulsi luminosi a basso ciclo di lavoro, e — non appena la temperatura scende ulteriormente rispetto a questo valore limite — l'indicatore luminoso rimane costantemente acceso.

Gli impulsi — in alternativa — si verificano con una frequenza di uno al secondo.

ELENCO DEI COMPONENTI

CIRCUITO DI FIGURA 1

R1	=	47.000 Ω
R2	=	10.000 Ω
R3	=	200.000 Ω
C1	=	0,1 μF - 150 V
C2	=	0,02 μF - 150 V
TR1	=	transistore Motorola MJE 1092
TR2	=	transistore «n-p-n» tipo 2N3904
TR3	=	transistore f.e.t. tipo 2N5457
D1	=	diodo 1N4002
D2	=	diodo 1N4002
A_1	=	amplificatore operazionale tipo 741
A_2	=	amplificatore operazionale tipo 741
T	=	trasformatore con primario adatto alla tensione di rete, e secondario da 40 V eff. - 0,5 A

CIRCUITO DI FIGURA 3

R1	=	33.000 Ω
R2	=	resistore semifisso da 20.000 Ω
R3	=	150.000 Ω
R4	=	3 MΩ
R5	=	10 MΩ
R6	=	10 MΩ
R7	=	470 Ω
C1	=	22 μF - elettrolitico - 15 V lavoro
Termistore	=	15 kΩ alla temperatura di 25 °C
LED	=	Fairchild tipo FLV-1
$A_{1/2/3}$	=	Utilizzare tre sole sezioni di un amplificatore operazionale National LM3900

N.B. Tutti i resistori si intendono ad impasto, da 0,5 W, con tolleranza ± 10%. I componenti di cui è stato precisato il valore nella tabella sono suscettibili di variare a seconda delle caratteristiche intrinseche dei semiconduttori impiegati. Gli altri, i cui valori sono stati precisati soltanto negli schemi elettrici, devono essere mantenuti tali, indipendentemente dai tipi di semiconduttori disponibili.

Un termistore, avente una resistenza nominale di circa 15 kΩ alla temperatura di 25 °C, funziona come elemento sensibile alla temperatura esterna. Esso viene montato in un involucro di protezione, che viene esposto all'aria che si trova all'esterno della vettura. La sua struttura, prevista per l'installazione al di sotto della carrozzeria, deve essere tale da evitare le indicazioni erronee dovute ai movimenti dell'aria, specie durante la marcia ad alta velocità.

I tre amplificatori operazionali A_1, A_2 ed A_3, fanno parte del medesimo «chip» tipo LM3900, e costituiscono appunto l'amplificatore operazionale complesso denominato «quad». Dal momento che il funzionamento del circuito dipende dai rapporti di corrente, le sue prestazioni sono insensibili alle variazioni della tensione della batteria, il che rende del tutto inutile l'aggiunta di un sistema di stabilizzazione a diodo zener.

L'amplificatore A_1 svolge un compito di confronto tra la resistenza del termistore con quella della combinazione in serie di R1 ed R2. La resistenza di reazione R3 regola l'inclinazione corretta del responso agli effetti della tensione di uscita di A_1 rispetto alla temperatura. Con la temperatura di 0 °C, l'uscita di A_2 corrisponde a 0,6 V, mentre con una temperatura di circa 2,5 °C l'uscita raggiunge il livello di 0,3 V.

L'amplificatore A_2 viene utilizzato per allestire un multivibratore a funzionamento libero, che presenta un ritmo di oscillazione pari approssimativamente ad un impulso al secondo. Tre resistori, R4, R5 ed R6, regolano i limiti di tensione superiore ed inferiore per il condensatore C1, rispettivamente per i valori della tensione corrispondenti a 0,6 ed a 0,3 V.

Le uscite degli amplificatori A_1 ed A_2 vengono confrontate tra loro ad opera dell'amplificatore operazionale A_3. Quando l'uscita del multivibratore A_2 presenta un livello inferiore a quello dell'uscita dell'amplificatore operazionale A_1, il segnale di uscita fornito dall'amplificatore A_3 assume un potenziale

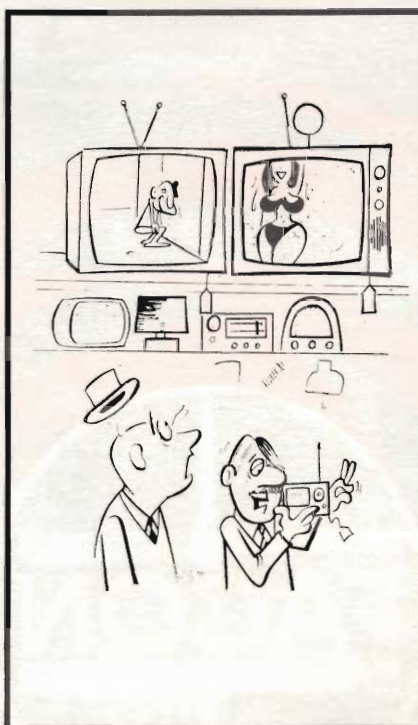
positivo, o comunque variabile in questo senso, provocando l'accensione del diodo fotoemittente.

Il compito del resistore R7 consiste nel limitare l'intensità della corrente che scorre attraverso tale diodo, che non deve superare il valore di circa 25 mA.

Infine, il resistore semifisso R2, che serve per tarare la sensibilità del circuito, viene regolato predisponendo l'elemento sensibile (termistore) in un involucro contenente ghiaccio allo stato solido, e ruotandone il perno fino a raggiungere la posizione in corrispondenza della quale il diodo rimane costantemente acceso. Volendo ottenere il funzionamento del dispositivo di controllo in corrispondenza di valori diversi della temperatura, le opportune regolazioni possono essere effettuate modificando i valori di R1, R2 ed R3, a seconda delle esigenze.

Durante l'operazione suddetta di taratura — naturalmente — l'elemento termosensibile deve essere esposto al freddo proveniente dal ghiaccio, senza che vi sia però contatto diretto con quest'ultimo, e per un periodo di tempo di almeno 15 minuti, affinché il suo valore resistivo si stabilizzi.

Questo dispositivo, il cui funzionamento consiste semplicemente nel regolare l'accensione di un segnalatore luminoso in riferimento ad un determinato valore della temperatura alla quale viene esposto l'elemento trasduttore di ingresso, può essere sfruttato anche per altri campi di impiego, come ad esempio la realizzazione di un avvisatore di incendio, un termostato elettronico, ecc. Infine, è chiaro che — sostituendo l'elemento termosensibile con un altro di tipo fotosensibile — lo stesso dispositivo può essere convertito abbastanza facilmente in un esposimetro elettronico per il controllo del funzionamento di un ingranditore fotografico, in un sistema antifurto a raggi infrarossi, ecc. Un altro tipo ancora di trasduttore di ingresso permetterà di usarlo come antifurto ad ultrasuoni, e così via. In altre parole, lo sfruttamento delle caratteristiche dinamiche offre grandi possibilità, tutte a scelta del costruttore.

VIDEO RISATE

condensatori elettrolitici

Poiché l'emissione luminosa dei diodi LED (diodi emettitori di luce) [1, 2] dipende dalla temperatura, in molte applicazioni questo fenomeno costituisce un disturbo. Per ridurre od eliminare questa dipendenza dalla temperatura, si può, ad esempio, collegare un termistore in serie al diodo. Questo accorgimento è però efficace solo in un piccolo campo di temperatura, poiché la deriva termica dei termistori ha un andamento diverso da quello dei diodi a luminescenza. E' necessario quindi trovare altri modi per la compensazione della deriva termica dei LED.

Semplice circuito per eliminare la deriva termica dei diodi emettitori di luce

di Fritz Keiner e Gerhard Krause *

La curva a della figura 1 mette in evidenza la relazione fra l'intensità relativa della irradiazione di un diodo LED e la temperatura ambiente ϑ_U, per una corrente costante $I_F = 10$ mA. Per ridurre l'influenza della temperatura sulla emissione luminosa dei LED in un campo di temperature più ampio, è impiegato il circuito rappresentato nella figura 2. In esso la corrente totale I_S è fornita da una sorgente di tensione costante pari a 5 V. Al diodo emettitore di luce è collegata in parallelo la resistenza R_p.

FUNZIONAMENTO DELLA COMPENSAZIONE DI TEMPERATURA

Dato che la tensione diretta U_F del diodo LED diminuisce al crescere della temperatura (fig. 1, curva b), varia di conseguenza a favore del diodo la ripartizione della corrente nel circuito costituito dal diodo LED e dalla resistenza R_p. Inoltre aumenta la corrente totale I_S che scorre nel circuito. Se le resistenze R_v e R_p sono dimensionate in modo ottimale, un aumento della temperatura fa fluire nel diodo una corrente tanto più elevata quanto più il suo rendimento si abbassa a causa della deriva termica. E' importante che questa compensazione sia costante in un ampio campo di temperature.

Per R_p vale l'espressione:

$$R_p = \frac{1}{\dfrac{1}{[I_L\,(dU_F/d\vartheta_U/I_F\,(dI_L/d\vartheta_U)\,] - R_d} - \dfrac{1}{R_v}},$$

nella quale I_L è l'intensità di illuminazione ed R_d è la resistenza differenziale del diodo ad emissione di luce.

RISULTATI SPERIMENTALI

La curva della figura 3 mostra l'andamento della emissione luminosa di un diodo CQY17 in funzione della temperatura, con una compensazione effettuata

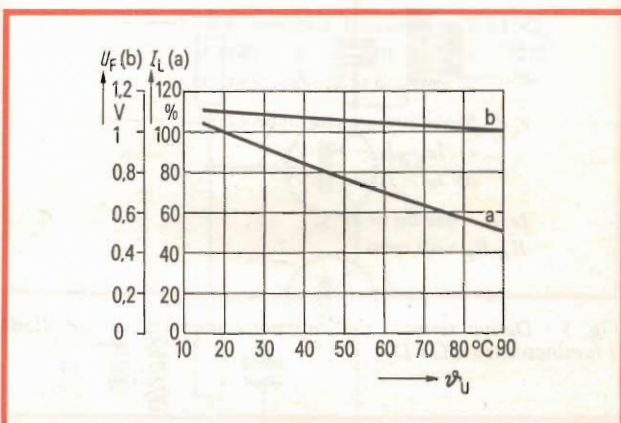



Fig. 1 - Dipendenza dell'intensità relativa della irradiazione luminosa I^L (a) e della tensione diretta U^F (b) di un diodo a luminescenza CQY17 dalla temperatura ambiente ϑ_U, con una corrente diretta costante I^F.

a) Un solo diodo a luminescenza

b) Tre diodi a luminescenza in serie

R_v Preresistenza
R_p Resistenza in parallelo
I_s Corrente totale
I_F Corrente circolante nel diodo

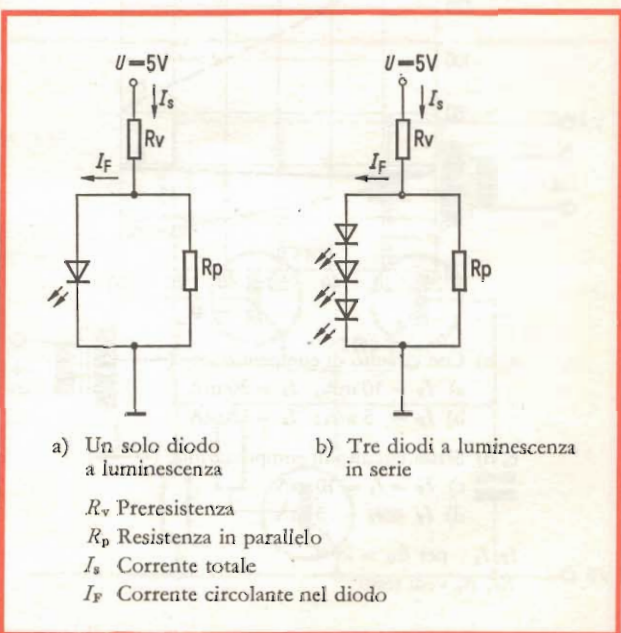



Fig. 2 - Circuito per la riduzione della deriva termica dell'emissione luminosa.

* *dalla Siemens AG, Sezione semiconduttori, Monaco.*

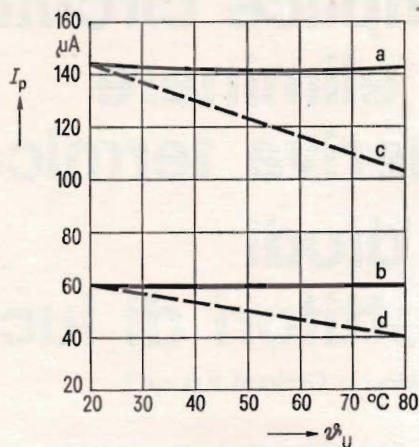



Fig. 3 - Deriva termica dell'emissione luminosa di un diodo a luminescenza CQY17.

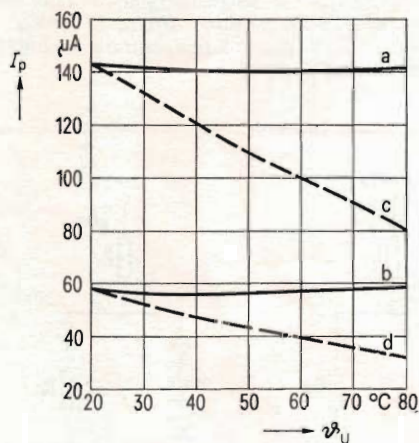



Fig. 4 - Deriva termica dell'emissione luminosa di tre diodi a luminescenza CQY17 collegati in serie.

con il circuito di cui alla figura 2. Quale indice della emissione luminosa è usata la corrente I_p del fotodiodo ricevitore. La deriva termica di questo diodo di confronto è molto più piccola di quella del diodo LED e non ha perciò nessuna influenza sul risultato delle misure. Se la resistenza R_v ha un valore di 41 Ω e la resistenza R_p di 13 Ω, la corrente totale è $I_S = 88$ mA. La curva c della figura 3 riporta, come confronto, l'emissione luminosa di un diodo CQY17 impiegato in un circuito convenzionale, nel quale non è prevista la resistenza R_p; la corrente totale I_S vale 10 mA, come nel caso precedente, considerando in entrambi i casi una temperatura ambiente $\vartheta_U = 20$ °C. E' necessario notare che non solo il diodo luminoso, ma anche il diodo ricevitore (fotodiodo BPY79) è esposto alle variazioni di temperatura. Le curve b e d sono il risultato di misure effettuate con il medesimo circuito, ed una corrente del diodo $I_F = 5$ mA. In questo caso la resistenza R_v è di 88 Ω e la R_p di 27,5 Ω; la corrente totale vale rispettivamente $I_S = 44$ mA ovvero 5 mA.

Si può effettuare la compensazione della deriva termica anche per più diodi LED contemporaneamente, collegando i diodi in serie ed un'unica resistenza di compensazione R_p in parallelo a tutti i diodi (fig. 2b). La curva a della figura 4 mostra l'andamento della emissione luminosa — in dipendenza della temperatura — di tre diodi CQY17 collegati in serie, impiegando un circuito di compensazione. In questo caso la resistenza R_v vale 42 Ω e la resistenza R_p 125 Ω. La corrente I_F dei diodi è di 10 mA mentre la corrente complessiva I_S è di 30 mA. La curva c mette in evidenza, per confronto, la variazione con la temperatura di questa serie di diodi in un circuito normale, senza la resistenza R_p. La corrente totale I_S è di 10 mA, e coincide con la corrente I_F che attraversa i tre diodi. La temperatura ambiente è $\vartheta_U = 20$ °C. Le curve b e d della figura 4 mostrano le corrispondenti misure con una corrente I_F dei diodi a luminescenza di 5 mA e $\vartheta_U = 20$ °C. In questo caso la resistenza R_v è di 94 Ω e la R_p di 260 Ω. La corrente complessiva I_S vale rispettivamente 15 mA ovvero 5 mA.

La compensazione di temperatura di più diodi LED è più efficace di quella di un singolo diodo. Essa ha il vantaggio di ottenere, con una minore corrente totale I_S per i due rami collegati in parallelo, una uguale efficacia. In generale la corrente complessiva necessaria per la compensazione è tanto più piccola quanto minore è la resistenza R_v.

Il circuito per la compensazione della temperatura è applicabile anche ai fotoaccoppiatori con coefficiente di temperatura negativo. Il circuito di compensazione della deriva termica, applicata come esempio al diodo CQY17, è valido anche per gli altri diodi a luminescenza, in particolare per i tipi dall'LD261 all'LD269.

Bibliografia

[1] Bergh, A.A.; Dean, P.J.: Light-emitting Diodes. Proc. Inst. Electr. Electron. Engrs. 60 (1972) pp. 156-223.

[2] Sze, S.M.: Physics of Semiconductor Devices. John Wiley & Sons, London, 1969.

PREAMPLIFICATORE DI MEDIA FREQUENZA PER TV

a cura di R. SOMMA

Uno dei problemi che gli appassionati di televisione incontrano più sovente è l'insufficiente guadagno nello strip di media frequenza. Questo può accadere quando il tuner originale viene sostituito con altro che non sia previsto per funzionare con il gruppo di media frequenza esistente. Per compensare la perdita di guadagno che deriva dal non corretto accoppiamento, la soluzione più semplice è l'aggiunta di un preamplificatore tra l'uscita del tuner e l'ingresso della MF.

Descriviamo nel seguito un semplice preamplificatore che impiega un circuito integrato. Questo preamplificatore è stato progettato per l'impiego in un ricevitore a colori ma può essere naturalmente usato anche per il bianco e nero.

Quando si fa uso di transistori come amplificatori a RF non bisogna dimenticare che sono fondamentalmente dei triodi. Essi comportano quindi una reazione tra uscita e ingresso per effetto della capacità tra base e collettore. A frequenze elevate questa reazione può diventare positiva e, per conseguenza, l'amplificatore tende ad oscillare. Questo effetto è naturalmente inaccettabile in un amplificatore di MF per televisione.

Uno dei metodi più noti per risolvere il problema di instabilità è la neutralizzazione facendo uso di una seconda reazione che compensi la prima. Si ricorre infatti ad un segnale che sia di ampiezza uguale a quella del primo ma con fase opposta ottenendo, in questo modo, due componenti della reazione che si annullano reciprocamente. Il ricorso alla neutralizzazione è efficace ma richiede una esperienza smaliziata per essere messa in atto in un amplificatore a larga banda.

Un sistema alternativo consiste nell'uso di un tipo più complesso di stadio amplificatore. Una possibilità di questo genere è rappresentata dall'amplificatore cascode a due transistori mostrato in fig. 1. La figura 2 dà un'altra soluzione con una coppia di transistori ad emettitore accoppiato.

In ciascuno di questi circuiti il secondo transistore TR2 si comporta come un amplificatore con base a massa realizzando così una buona separazione tra i circuiti di ingresso e di uscita. La funzione di TR1 in entrambi i casi è adattatore di impedenza tra l'ingresso e la bassissima impedenza di emettitore dello stadio amplificatore, con base a massa.

Il transistore TR3, nel circuito ad emettitori accoppiati, si comporta come una sorgente a corrente co-

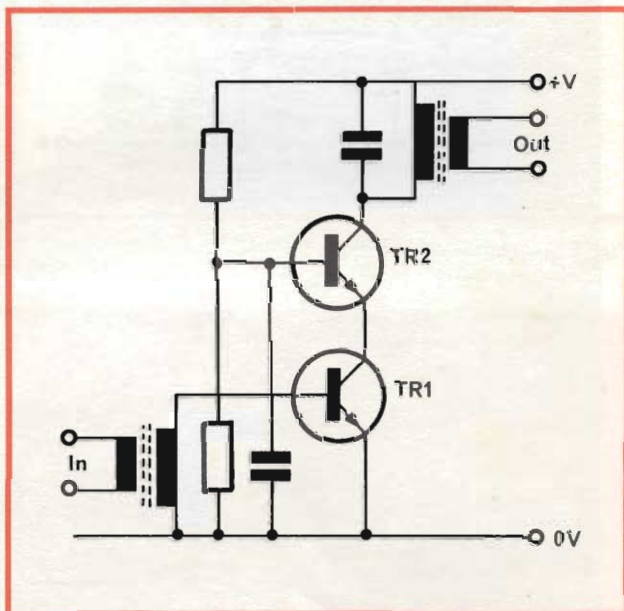



Fig. 1 - Circuito amplificatore cascode.

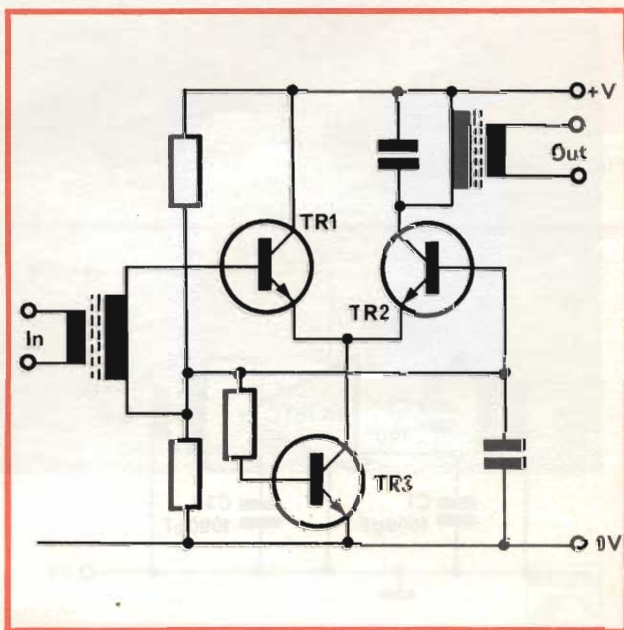



Fig. 2 - Amplificatore ad emettitori accoppiati.

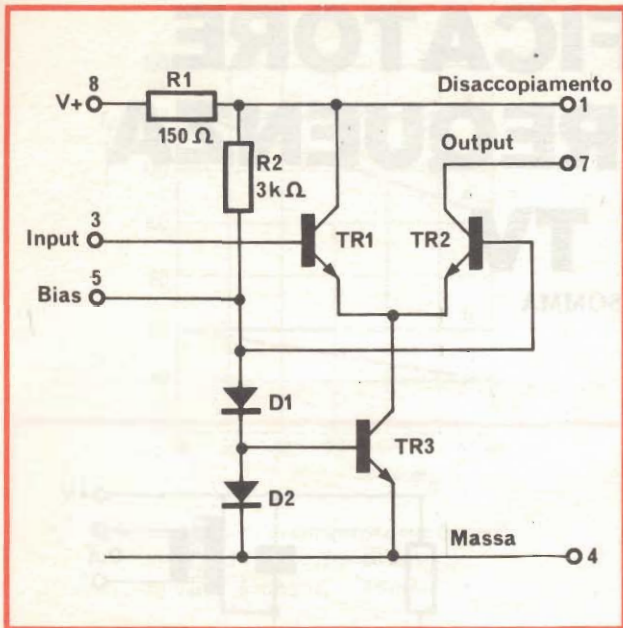



Fig. 3 - Circuito dell'integrato μA703C.

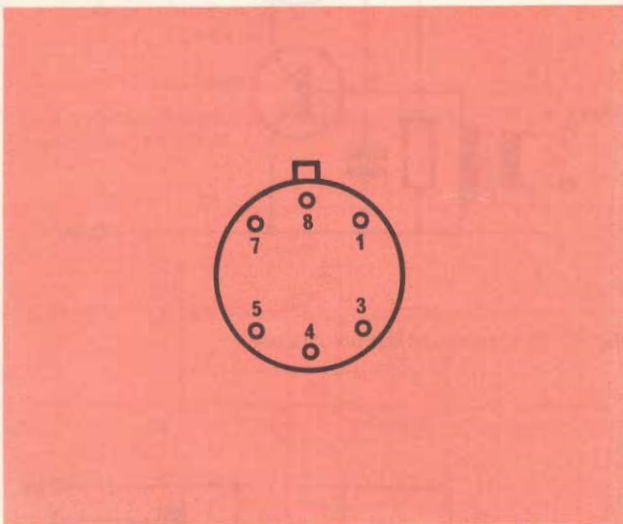
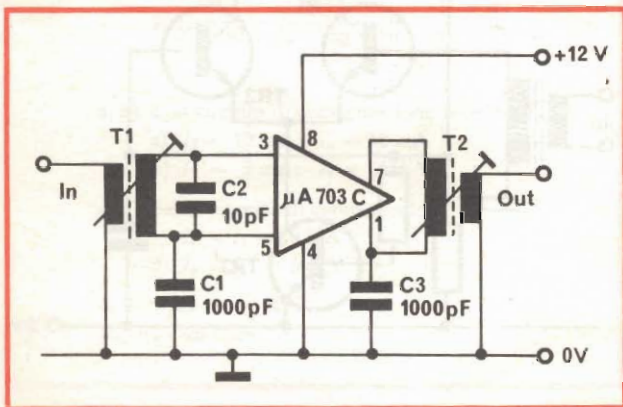



Fig. 4 - Connessioni del 703C viste dal lato elettrodi.

stante che alimenta gli emettitori di TR1 e TR2. Questa disposizione permette di mantenere gli emettitori a tensione quasi costante, con trasferimento di corrente tra TR1 e TR2 quando il segnale varia, realizzando così il massimo trasferimento di corrente.

E' possibile costruire amplificatori cascode o ad emettitori accoppiati con componenti discreti, ma è di gran lunga più conveniente disporre i transistori e gli altri elementi associati in circuiti integrati. Questa soluzione riduce le dimensioni dell'insieme nonché le capacità parassite fornendo in definitiva un amplificatore di dimensioni più elevate.

Uno dei circuiti integrati con funzioni di amplificatore a RF è il Fairchild tipo μA703C.

Benché si tratti di uno dei più vecchi progetti di amplificatori a RF esso rimane uno dei dispositivi della più alta efficienza.

Il 703C è fondamentalmente un amplificatore del tipo a emettitori accoppiati. Il suo circuito è rappresentato in fig. 3. I due transistori TR1 e TR2 costituiscono insieme lo stadio ad emettitori accoppiati e TR3 la sorgente a corrente costante. La polarizzazione per i tre transistori è fornita da due diodi D1 e D2 assieme ai resistori R1 ed R2. D1 e D2 nel circuito sono in realtà transistori ma poiché sono connessi ed utilizzati come diodi, nello schema sono appunto rappresentati come tali. Il resistore R1 può anche essere impiegato come disaccoppiatore dall'alimentatore.

Il 703C è fornito nella custodia T05 in metallo con sei elettrodi. La fig. 4 dà la disposizione dei collegamenti guardando dal lato terminali.

A 37 MHz la transammettenza diretta (y 21) è di 28 mmho e quella inversa (y 12) di circa 0,005 mmho. Il guadagno massimo che può essere ottenuto con stabilità assoluta è dato approssimativamente dal rapporto tra le due transammettenze dirette e inverse del dispositivo.

A 37 MHz il massimo guadagno stabile del 703C è di 37 dB.

La resistenza d'ingresso è di 1250 Ω con la capacità di 6,5 pF in parallelo. La resistenza di uscita è di 6 kΩ con la capacità di 3,5 pF in parallelo. Questi valori sono dipendenti dalla frequenza e in questo caso sono validi, come detto, per 37 MHz.

Fig. 5 - Circuito del preamplificatore con impiego del μA703C.

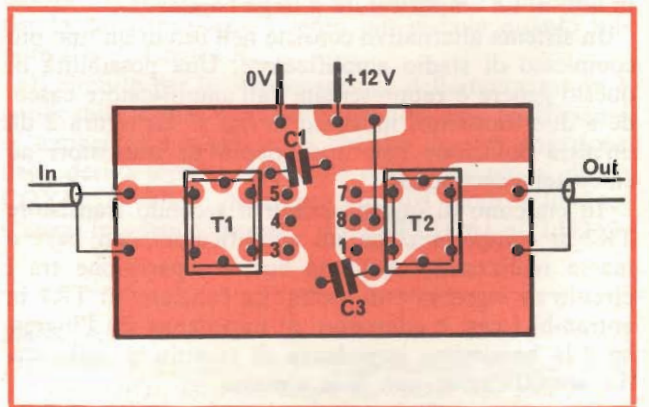



Fig. 6 - Basetta del circuito stampato.

Fig. 7 - Dati di avvolgimento dei trasformatori di MF.

ELENCO DEI COMPONENTI

IC1	=	Fairchild μA 703C o equivalente (ad es. L103 SGS-Ates o LM703C National)
C1	=	condensatore ceramico a disco da 1000 pF
C2	=	condensatore ceramico o polistirolo da 10 pF
C3	=	condensatore ceramico a disco da 1000 pF

PROGETTO DEL PREAMPLIFICATORE

Il preamplificatore di MF facente uso di un 703C è rappresentato in fig. 5. Questo circuito è previsto per funzionare ad una frequenza centrale di 37 MHz con una larghezza di banda di 6 MHz per assicurare una buona efficienza con segnali per il colore.

Sia all'ingresso che all'uscita vengono impiegati trasformatori di accoppiamento per collegare l'uscita del tuner da una parte e l'entrata del successivo stadio di MF dall'altra.

In questo circuito si è fatta l'ipotesi che entrambe queste impedenze siano di 75 Ω che è il valore più frequente dei tuner e degli amplificatori di MF. Tuttavia, in alcuni ricevitori, può essere necessario modificare il rapporto dei trasformatori per adattamento a valori diversi dell'impedenza degli elementi esterni.

Per ottenere una grande larghezza di banda con un unico circuito accordato è necessario tenere basso il Q.

Il valore del Q richiesto per una predeterminata larghezza di banda si ottiene dividendo la frequenza di risonanza del circuito per la desiderata larghezza di banda. Così, per una larghezza di banda di 6 MHz a 37 MHz, il circuito accordato deve poter lavorare con Q ≃ 6.

Per ottenere un basso valore del Q senza fare uso di resistori di smorzamento il rapporto L/C del circuito deve essere mantenuto alto. Per questo motivo il circuito di uscita risulta accordato unicamente con la capacità dispersa.

La capacità di uscita del 703C è di circa 3,5 pF e se noi, con il cablaggio, aggiungiamo altri 5,5 pF di capacità dispersa, la capacità totale sarà di 9 pF. Questo valore rappresenta una reattanza di 477 Ω a 37 MHz. Il Q necessario del circuito accordato è dato approssimativamente dal rapporto tra la resistenza derivata del carico divisa per la reattanza.

Possiamo così avere un carico di 2900 Ω per un Q = 6.

Per accordare il circuito a 37 MHz con una capacità di 9 pF, è necessaria l'induttanza di 2 μH. L'avvolgimento deve essere di 22 spire su un diametro di 6 mm. Quattro spire dal lato massa vengono usate per accoppiamento all'ingresso dello stadio MF successivo.

Se l'impedenza di quest'ultimo è di 75 Ω quella riflessa verso il 703C sarà di circa 2300 Ω.

Per l'ingresso si fa uso analogamente di un accoppiamento a trasformatore. La resistenza di ingresso del 703C è di 1250 Ω cosicché la reattanza del circuito accordato deve essere di 200 Ω per un Q = 6. E' necessaria una capacità di accordo di 22 pF: essa viene ottenuta con un condensatore, di 10 pF in parallelo alla capacità d'ingresso dispersa del 703C.

E' necessaria una induttanza di accordo di 0,9 μH ottenuta con 12 spire su un diametro di 6 mm.

Un avvolgimento di tre spire disposte dal lato massa consente l'accoppiamento dell'ingresso di 75 Ω previsti. Il condensatore da 10 pF deve essere del tipo ceramico o in polistirolo.

COSTRUZIONE ED USO

La fig. 6 mostra la piastrina del circuito stampato del preamplificatore. I condensatori di disaccoppiamento sono da 1.000 pF del tipo ceramico. La fig. 7 fornisce particolari costruttivi per i trasformatori T1 e T2.

Il preamplificatore e lo strip di MF possono essere accordati con un generatore sweep ed un oscilloscopio.

Il guadagno del preamplificatore è stato riscontrato compreso tra i 28 ed i 30 dB, corrispondenti a un guadagno in tensione di circa 30 mentre la larghezza di banda è risultata di poco superiore a 6 MHz.

prima parte

DIZIONARIO DEI SEMICONDUTTORI

a cura di G. Büscher - A. Wiegelmann - L. Cascianini

Nella ricca collana di volumi sull'elettronica edita dalla Franzis Verlag di Monaco (Germania Occ.), abbiamo trovato un libretto (Kleines Halbleiter A-B-C) sulla tecnologia e sul funzionamento dei dispositivi a semiconduttore che ci ha meravigliato per la semplicità e la chiarezza con cui è stata trattata questa complessa materia. Innumerevoli infatti sono attualmente le tecnologie di costruzione dei vari dispositivi a semiconduttore (sia a livello di componenti discreti sia sotto forma di circuiti integrati), e corrispondentemente, sempre più varia e differenziata diventa la loro terminologia. L'aver disposto le varie voci in ordine alfabetico anziché per argomento sarà di grande aiuto al tecnico elettronico in quanto renderà più facile il reperimento dei vari termini nonché la loro spiegazione. Di ciascun termine si è riportato volutamente l'essenziale, rinunciando alla descrizione particolareggiata dei processi di fabbricazione e condensando al massimo i princìpi fisici su cui è basato il funzionamento dei vari dispositivi.

Questo lavoro, redatto in uno stile semplice, conciso e chiaro, sarà assai utile ai tecnici dei laboratori, agli studenti degli istituti tecnici e universitari, e in genere a tutti coloro che desiderano conoscere la definizione esatta o il concetto esatto sul funzionamento di un dato dispositivo a semiconduttore o su una determinata tecnologia di costruzione del medesimo.

Avvertenza

A causa della pubblicazione a puntate, il Lettore incontrerà «rimandi» che troveranno la loro giusta collocazione solo a lavoro ultimato.

A

Acceptor, termine inglese per accettore o accettatore (vedi sotto accettore).

Accettore, atomo di materiale trivalente (per es. boro, indio ecc.) che immesso in un materiale semiconduttore puro (o intrinseco) «accetta» un elettrone di valenza del materiale semiconduttore puro dando origine nello stesso tempo ad un «buco» (= mancanza di elettrone) nel materiale stesso. Il materiale semiconduttore (per es. germanio o silicio) nel quale vengono immessi atomi accettori, diventa materiale semiconduttore di tipo *p* a causa della presenza di buchi, che si comportano, a tutti gli effetti, come cariche positive libere di muoversi. Condizioni opposte sono prodotte da atomi *donatori* (vedi sotto donatore) i quali producono materiali semiconduttori di tipo *n*, e cioè materiali nei quali le cariche libere di muoversi sono costituite da elettroni. Buchi ed elettroni vengono chiamati, quando sono in soprannumero, cariche maggioritarie.

Active device, termini inglesi che letteralmente significano «dispositivo o elemento attivo» e vengono impiegati per indicare un componente elettronico capace di produrre amplificazione di un segnale o altre funzioni come il raddrizzamento, ecc. Sono componenti elettronici *attivi* i transistori e i diodi. Per contro, sono considerati componenti elettronici *passivi*, i resistori, i condensatori, le induttanze ecc.

AD, (tecnica AD). Particolare sistema di fabbricazione di transistori. Deriva dalle iniziali delle parole, inglesi «Alloy Diffusion». Secondo questo processo di fabbricazione, per prima cosa vengono prodotte, mediante un processo di lega, le zone *p* rispettivamente di emettitore e di collettore in un transistore *p-n-p* (oppure le zone *n* in transistore *n-p-n*); successivamente, le impurità *n* (o *p*) vengono immesse nella piastrina di germanio (o di silicio) della base mediante un processo di diffusione. Vedi anche PAD (tecnica PAD) o sistema POB.

AD, transistore (AD), vedi transistore.

Aletta refrigerante o di raffreddamento, banderuola metallica avvolta sul contenitore di un transistore (o di un diodo) e fissata alla lamiera dello chassis mediante vite. Serve per disperdere il calore dal cristallo del transistore (o del diodo).

Alloyed, termine inglese che significa materiale semiconduttore di tipo *p* o di tipo *n* prodotto mediante un processo di lega.

Alloyed transistor, termini inglesi che significano transistore prodotto mediante il processo di lega.

Analog-transistor, vedi transistore.

AND, (circuito AND) circuito logico alla cui uscita è possibile ricavare la *somma* di due o più grandezze presenti all'ingresso.

Arricchimento (transistori ad arricchimento) vedi Enhanchement-type o transistore ad effetto di campo.

Arseniuro di Gallio, vedi diodo all'arseniuro di Gallio.

Avalanche breakdown, terminologia inglese per indicare la rottura della giunzione di un dispositivo a semiconduttore avvenuta in seguito all'effetto valanga (vedi effetto valanga).

B

Backward diode, vedi diodo.

Barrier, termine inglese per indicare la zona della giunzione in un dispositivo a semiconduttore.

Base, elettrodo di controllo di un transistore. In un transistore *n-p-n* è lo strato *p*, in un transistore *p-n-p* è lo strato *n*.

Bidirectional transistor, vedi transistore.

Bilateral transistor, vedi transistore.

Binario (numero binario), numero di un particolare sistema di conteggio (binario) basato sull'impiego di due sole cifre e cioè, «0» e «1».

Biswitch, vedi diodo.

Bit, abbreviazione delle parole inglesi *bi*nary digi*t*; rappresenta l'unità del sistema binario.

Bonding, termine inglese che indica che il collegamento tra i vari componenti di un dispositivo a semiconduttore (discreto o integrato) avviene per semplice saldatura, oppure per termocompressione (pressione ad una determinata temperatura).

Bootstrap, vedi Darlington.

Buchi (in inglese «holes»), sono i «posti» privi di elettrone che si formano nel reticolo cristallino di un materiale semiconduttore tetravalente (per es. germanio o silicio) all'atto dell'inserimento nel medesimo di atomi di materiali trivalenti (per es. atomi di indio, gallio, boro ecc.). Richiamando un elettrone da un atomo vicino, essi producono, a loro volta, in questo una «mancanza di elettrone» (buco). Siccome i buchi si dirigono in senso opposto agli elettroni liberi, essi vengono considerati cariche positive libere.

Buried layer, termini inglesi che letteralmente significano «strato sepolto». E' un sistema di costruzione di transistori planari integrati che permette di ridurre la resistenza di collettore. Per ottenere ciò si inserisce in parallelo alla giunzione collettore/base uno strato semiconduttore ad elevata conducibilità (n^+) che abbassa fortemente la resistenza tra detta giunzione e il terminale del collettore.

C

Canale n (MOSFET a canale n), vedi transistore a effetto di campo.

Carica spaziale (zona di carica spaziale), in inglese «space charge region». E' la regione che si estende al di qua e al di là di una giunzione *p-n* e che si forma all'atto stesso della venuta in contatto di un materiale semiconduttore di tipo *p* con un materiale semiconduttore di tipo *n*.

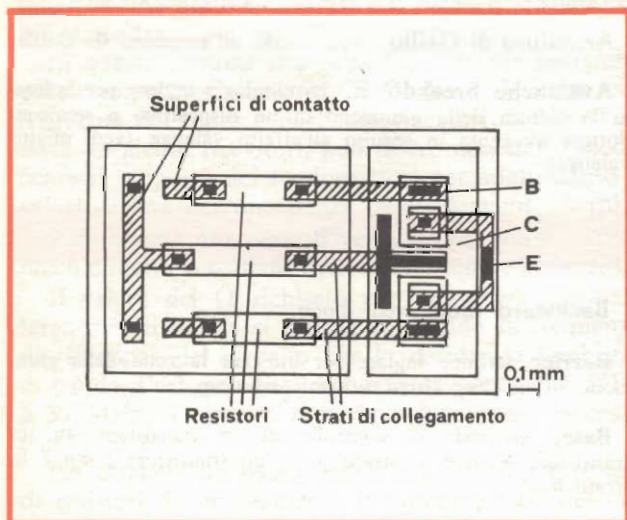



Fig. 1 - Struttura schematica di un circuito integrato (Telefunken).

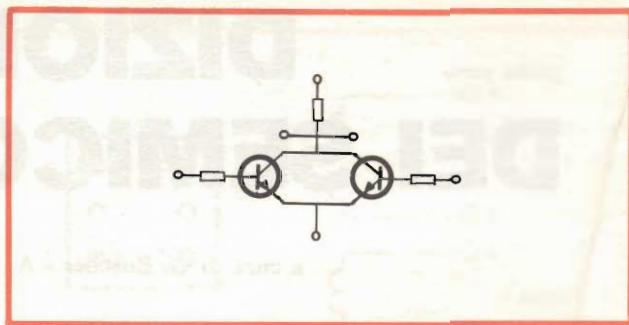



Fig. 2 - Schema elettrico del circuito integrato di fig. 1.

In questa zona, invero molto limitata, non vi sono cariche libere, ma solo ioni positivi donatori immobili (nella zona n), e ioni negativi accettori immobili (nella zona p). La zona della carica spaziale viene anche chiamata *zona di svuotamento* (depletion layer in inglese).

Ceramica al titanato di bario. Il titanato di bario ($BaTiO_3$) opportunamente drogato può diventare materiale semiconduttore. Sotto forma di ceramica policristallina, il titanato di bario presenta una caratteristica di temperatura fortemente non lineare con andamento molto ripido.

I resistori a coefficiente di temperatura positivo (vedi resistori PTC) fatti con questo materiale ceramico vengono impiegati nei circuiti elettrici come dispositivi di protezione.

Channel stopper, vedi transistore.

Charge-storage diode, vedi Snap-off Diode.

Chip, termine inglese per indicare la piastrina di silicio (o di germanio) dove si trovano i costituenti essenziali di un transistore o di un diodo singolo oppure tutti i dispositivi attivi e passivi di un circuito integrato.

Chopper-transistor, vedi transistore.

Circuiti integrati, insieme di componenti attivi (diodi e transistori) e di componenti passivi (resistori, condensatori ecc.) e delle relative interconnessioni facenti parte di un circuito elettrico che esplica una determinata funzione, rea-

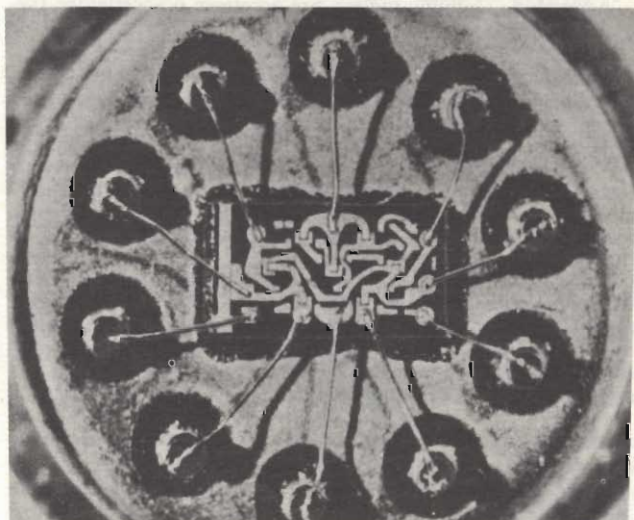



Fig. 3 - Circuito integrato (è stato tolto il cappuccio; Telefunken).

lizzati in dimensioni ridottissime su una piastrina di materiale semiconduttore (chip). Il processo di fabbricazione dei circuiti integrati deriva direttamente da quello planare usato per la costruzione dei transistori cosiddetti planari ottenuti, com'è noto, mediante ripetuti processi di diffusione e tecniche fotolitografiche. I circuiti integrati sono chiamati anche *microcircuiti*.

Dal punto di vista tecnologico i circuiti integrati si suddividono in:

— circuiti integrati ibridi a film sottile (vedi questi);
— circuiti integrati ibridi a film spesso (vedi questi);
— circuiti integrati monolitici.

Nei circuiti integrati ibridi a film *sottile* e a film *spesso* i componenti passivi vengono prodotti con sistemi fotolitografici e di evaporazione su un supporto di vetro o di ceramica; i componenti attivi (diodi e transistori) già completi sono montati in una fase successiva. In fig. 1 è riportato un circuito integrato monolitico comprendente due transistori e tre resistori. Le dimensioni di questo circuito integrato posso essere desunte dalla misura metrica, a destra di fig. 1. Lo schema elettrico di questo circuito integrato è riportato in fig. 2. Il circuito integrato illustrato in fig. 1 è uno dei più semplici. Le attuazioni tecnologiche permettono di realizzare su supporti (substrati) di materiale semiconduttore (in prevalenza silicio) di dimensioni di qualche mm², centinaia e migliaia di componenti attivi (transistori, diodi) e altrettanti componenti passivi (principalmente resistori e condensatori). In fig. 3 si vede l'interno di un circuito integrato monolitico dove è ben visibile il chip per il fatto che è stata rimossa la parte superiore del contenitore. Al centro è visibile la piastrina di silicio (chip) nella quale si trovano in forma integrata i componenti attivi e passivi: il collegamento dei loro elettrodi con i terminali che fuoriescono dal contenitore è costituito in prevalenza da fili d'oro. La fig. 4 serve a dare l'idea delle dimensioni di un circuito integrato monolitico. In fig. 4a è riportato il cristallo (chip) di un circuito integrato monolitico TBA500 impiegato in TV.

La fig. 5 mostra alcuni circuiti integrati ibridi a film sottile (vedi anche sotto Microelettronica).

Circuiti logici, circuiti elettrici con i quali possono essere effettuate le operazioni fondamentali dell'algebra di Boole. I circuiti logici principali sono indicati normalmente con le sigle *AND, OR, NOT* che simboleggiano la funzione logica effettuata. I segnali presenti nei circuiti logici sono tensioni o correnti che possono assumere *due* soli valori (per es. zero od un valore diverso da zero) corrispondenti ai due unici stati possibili di funzionamento del circuito. Si indicano usualmente tali stati e i corrispondenti segnali con i simboli «1» o «0», oppure «alto» o «basso».

Collector, termine inglese per collettore; vedi transistore.

Conducibilità. In un materiale semiconduttore puro o *intrinseco*, la conducibilità (e cioè la presenza di cariche elettriche libere) può essere incrementata: 1) dal fenomeno dell'agitazione termica dovuto ad un aumento di temperatura del materiale; 2) in seguito al processo di drogaggio del materiale stesso al fine di produrre una conducibilità di tipo *n* (presenza di elettroni) o di tipo *p* (presenza di buchi). In questo secondo caso, il materiale semiconduttore viene chiamato *estrinseco*.

Conducibilità intrinseca, è la ridottissima conducibilità elettrica di un materiale semiconduttore puro, non drogato (intrinseco). Nel germanio tale conducibilità, a 20 °C, ammonta a circa 1/50 S/cm. L'entità della conducibilità intrinseca dipende in gran parte dalla temperatura a cui si trova il materiale semiconduttore.

Conducibilità per agitazione termica, aumento indesiderato dei portatori di cariche (buchi ed elettroni) in un materiale semiconduttore, prodotto da un aumento della temperatura. L'aumento dei portatori produce ovviamente un aumento della conducibilità complessiva del semicondut-

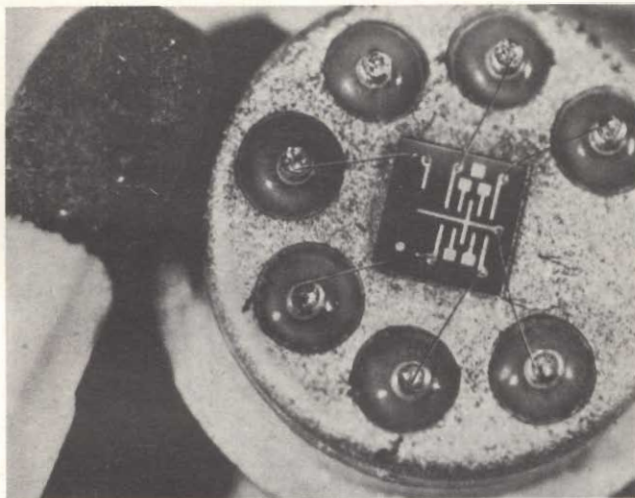



Fig. 4 - Circuito integrato confrontato in grandezza con un cerino (Siemens).

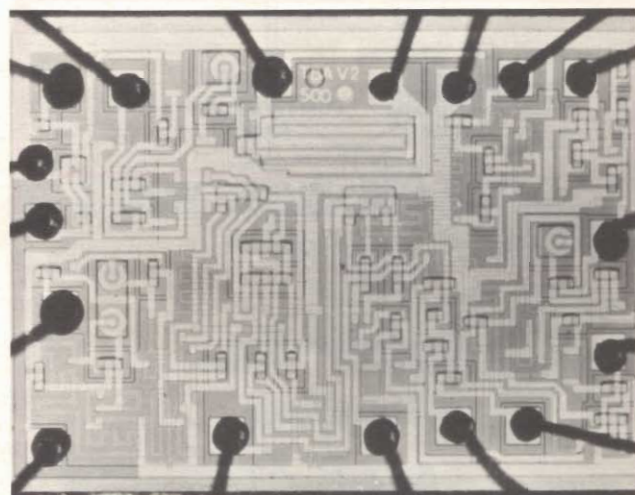



Fig. 4a - Circuito integrato monolitico impiegato nel canale della luminanza di un ricevitore TV (Philips).

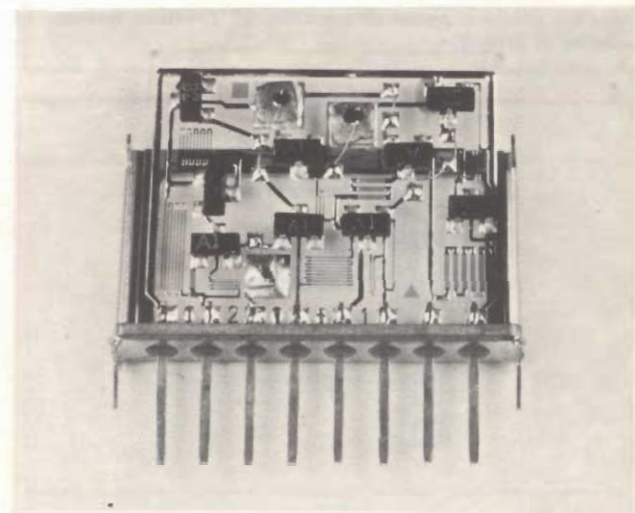



Fig. 5 - Circuito integrato ibrido a film sottile.

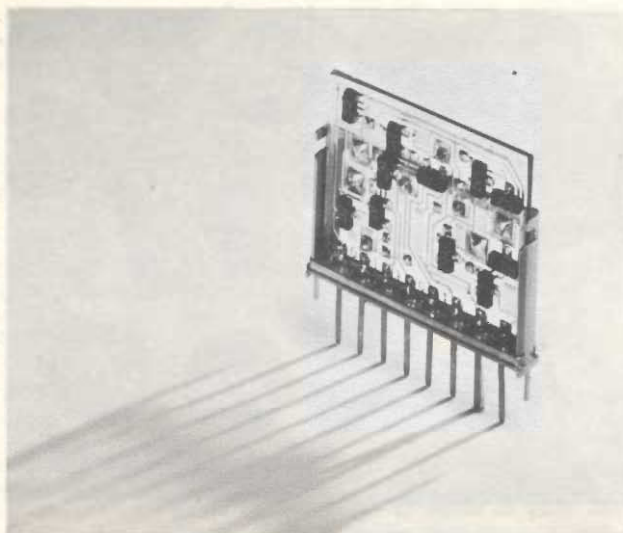



Fig. 5/a - Circuito integrato ibrido a film sottile.

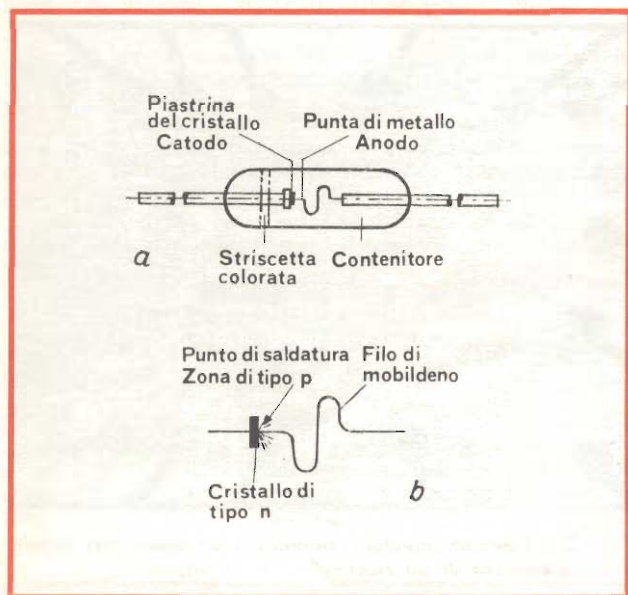



Fig. 6 - Diodo a punta di contatto, a) struttura interna, b) schema di principio.

Fig. 7 - Diodo a giunzione (struttura interna).

tore, e di conseguenza un aumento non desiderato della corrente circolante nel dispositivo a semiconduttore. Questo indesiderato aumento di corrente viene compensato, nei circuiti dove sono montati diodi e transistori, inserendo in modo opportuno resistori a coefficiente di temperatura negativo (termistori o resistori NTC).

Conduttanza d'ingresso di un transistore, è l'inverso della resistenza d'ingresso del medesimo oppure il rapporto tra la corrente e la tensione del segnale d'ingresso.

Conduttore o materiale di tipo n, materiale semiconduttore nel cui reticolo cristallino si trovano impiantati atomi donatori (pentavalenti) sotto forma di ioni positivi immobili e cariche elettriche mobili (cariche maggioritarie) sotto forma di elettroni.

Conduttore o materiale di tipo p, materiale semiconduttore nel cui reticolo cristallino si trovano impiantati atomi accettori (trivalenti) sotto forma di ioni negativi immobili e cariche elettriche mobili (cariche maggioritarie) sotto forma di buchi.

Coppia complementare, vedi sotto transistore complementare.

Controlled-avalanche element, termine inglese per indicare un dispositivo a semiconduttore il cui funzionamento è basato sull'effetto valanga. Vedi sotto diodi ad effetto valanga.

Covalente (legame covalente), legame intercorrente tra i quattro elettroni di valenza di un atomo di un materiale semiconduttore cristallino (per es. il germanio o il silicio) e i quattro elettroni di valenza degli atomi adiacenti.

Cuprit, materiale semiconduttore con formula chimica Cu_2O. Viene impiegato nei diodi raddrizzatori montati su apparecchiature usate prevalentemente nel campo delle misure elettriche.

D

Da, (tecnica DA), iniziali delle parole inglesi *«Diffused -base Alloy tecnique»*. Tecnologia di costruzione dei transistori in base alla quale il drogaggio della piastrina che costituisce la base viene effettuato per diffusione (diffused), mentre il collettore e l'emettitore vengono ottenuti mediante il processo di lega (alloy). Vedi anche sotto diffusione e processo di lega.

Darlington (oppure bootstrap), particolare collegamento di due transistori impiegato per ridurre la resistenza d'ingresso di uno stadio amplificatore a transistori.

DB, (tecnica DB) iniziali delle parole inglesi «*D*iffused *B*ase technique». Tecnologia di costruzione di transistori sencondo la quale la zona del cristallo che costituisce la base viene drogata impiegando il processo di diffusione.

Diac, combinazione, in un'unica unità di due diodi collegati in antiparallelo, costituiti da tre strati *p-n-p*. Il diac può condurre in senso diretto e inverso e viene usato generalmente per innescare il triac.

Diffusione, particolare processo impiegato per il drogaggio di materiali semiconduttori. E' analogo al meccanismo di diffusione dei gas. Infatti, quando viene tolta la parete di separazione tra due ambienti in cui si trovano gas di differente natura, le molecole di entrambi i gas si mescolano

le une con le altre fino al raggiungimento di un equilibrio stabile regolato da leggi fisiche ben determinate.

Nel campo dei semiconduttori, il processo di diffusione è impiegato per inserire nel reticolo cristallino di materiali semiconduttori puri monocristallini come il silicio e il germanio, atomi di elementi come il boro, il fosforo, l'arsenico, ecc. In seguito a questa operazione, il materiale da puro (intrinseco) diventa impuro (estrinseco) o drogato. Essendo i materiali semiconduttori intrinseci tetravalenti, se gli atomi introdotti sono trivalenti (es. boro, indio), l'operazione di diffusione trasformerà il semiconduttore intrinseco in semiconduttore di tipo *p* (presenza di cariche maggioritarie libere positive o buchi). Al contrario, se gli atomi introdotti nel reticolo del materiale intrinseco appartengono ad un elemento pentavalente (es. fosforo, antimonio), l'operazione di diffusione darà per risultato un semiconduttore di tipo *n* (presenza di cariche libere maggioritarie negative o elettroni).

Il sistema di drogaggio di un semiconduttore (e cioè l'operazione tendente a rendere di tipo *n* o di tipo *p* un materiale semiconduttore intrinseco elettricamente neutro) mediante il processo di diffusione è molto difficoltoso in quanto il numero maggiore o minore di atomi droganti (o impurità) e la profondità della loro penetrazione nel materiale semiconduttore dipendono da valori ben determinati di pressione e di temperatura; quest'ultima raggiunge valori particolarmente elevati nel caso di diffusione di atomi di fosforo nel reticolo del silicio. Attualmente è in fase di avanzata sperimentazione un nuovo sistema di drogaggio detto ad *impianto di ioni.*

Diretta, (tensione o corrente diretta), vedi sotto diodo.

Diodo, dispositivo a semiconduttore che grazie alla presenza di una giunzione *p-n* lascia passare la corrente più intensa in una sola direzione. Esistono diodi con giunzione a punta di contatto (che servono per raddrizzare deboli correnti alternate, fig. 6) e diodi a giunzione (attualmente i più diffusi, fig. 7). Nei primi l'effetto giunzione è prodotto tramite una punta metallica che «tocca» la superficie di un cristallo semiconduttore. La zona della superficie «toccata» dalla punta metallica costituisce la giunzione del diodo. Siccome quest'area è molto piccola, anche la capacità di giunzione risulterà ridotta, di conseguenza questi diodi sono impiegati principalmente per raddrizzare o rivelare correnti alternate a frequenza elevata (fig. 8). Per questa loro configurazione sono chiamati anche *diodi a baffo di gatto.*

Nei diodi con contenitore in vetro, il terminale del catodo è individuato mediante un anello bianco o da un particolare colore, entrambi sistemati dalla parte dove si trova il terminale del catodo. Nei diodi con contenitore in materiale ceramico, il terminale del catodo è contrassegnato dalla punta della freccetta del simbolo grafico caratteristico dei diodi raddrizzatori riportato sullo stesso contenitore. La fig. 9 indica schematicamente la struttura di un diodo a giunzione. In questi diodi, la giunzione viene ottenuta mediante un processo di diffusione o di lega. La fig. 10 mostra un diodo al germanio con giunzione ottenuta mediante il processo di lega.

Fig. 8 - Formazione di una giunzione p-n in un diodo a punta di contatto (a forte ingrandimento).

Fig. 9 - Struttura schematica di un diodo a giunzione.

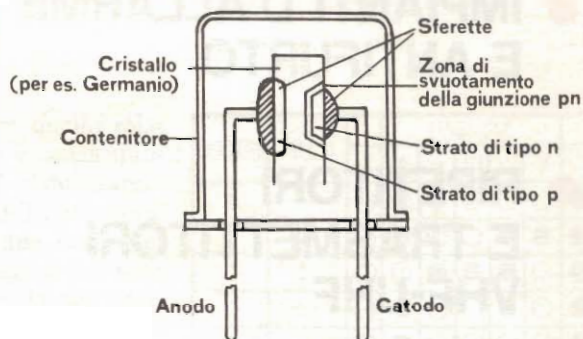



Fig. 10 - Struttura di un diodo con giunzione a lega.

Fig. 11 - Direzione della corrente inversa.

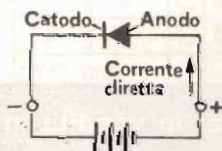



Fig. 12 - Direzione della corrente diretta.

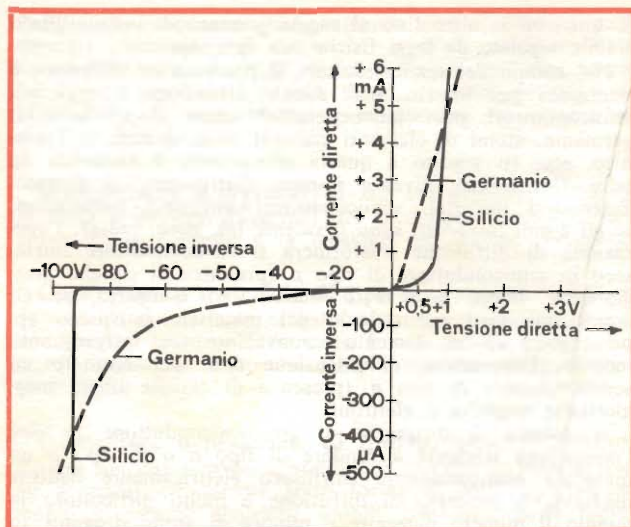



Fig. 13 - Curva caratteristica di un diodo al silicio e di un diodo al germanio.

Un diodo non conduce (bloccaggio del diodo) quando al catodo viene collegato il *polo positivo* di una sorgente di tensione (fig. 11). La debole corrente che scorre in queste condizioni è chiamata *corrente inversa.* Tale corrente non è altro che la corrente prodotta dalle cariche minoritarie che riescono ad attraversare la giunzione. La massima tensione applicata in senso inverso (e cioè in condizioni di bloccaggio) è chiamata massima *tensione inversa* e indica il valore massimo di cresta ammissibile di una tensione alternata, oltrepassato il quale si verifica la distruzione della giunzione. Questo valore non dovrà pertanto essere superato in nessun caso. Per *resistenza inversa* deve intendersi la resistenza opposta da un diodo quando ad esso è applicata una tensione in senso inverso. Per *corrente inversa di saturazione* deve intendersi quella corrente inversa di valore pressoché costante, e di conseguenza indipendente dal particolare valore della tensione inversa applicata. (Per esempio, nei diodi *p-n* al germanio è quella corrente inversa pressoché costante che si ha per tutti i valori di tensione inversa compresi tra 0,1 V e circa 100 V).

Un diodo lascia passare corrente quando al catodo viene collegato il *polo negativo* della sorgente di tensione (fig. 12). La corrente che in queste condizioni passa attraverso il diodo è chiamata *corrente diretta* o *corrente di conduzione.* Questa corrente produce ai capi del diodo o meglio ai capi della *resistenza diretta* del diodo (o resistenza dello strato) la cosiddetta *tensione di caduta del diodo o tensione di saturazione.*

Ad ogni giunzione *p-n* è sempre associato un certo valore di capacità chiamata *capacità della giunzione* che tende a diminuire all'aumentare della tensione inversa applicata. In particolare, il valore della capacità della giunzione varia in modo inversamente proporzionale con il quadrato del valore della tensione inversa.

La fig. 13 indica la curva caratteristica rispettivamente di un diodo al germanio e di un diodo al silicio.

I diodi a semiconduttori sono fatti per il 90% con i materiali semiconduttori germanio e silicio, mentre per il rimanente 10% sono fatti con selenio, ossido di rame e arseniuro di gallio. I diodi fatti con quest'ultimo materiale vengono usati per applicazioni speciali.

In linea di principio, tutti i diodi sono elementi unidirezionali e cioè *raddrizzatori;* in pratica però quest'ultima denominazione viene riservata per quei diodi destinati a raddrizzare correnti elevate (correnti forti). In questo caso essi vengono chiamati anche *diodi di potenza.*

Nella seconda parte elencheremo alcuni tipi particolari di diodi.

(continua)

DEMODULATORE A STATO SOLIDO PER TELESCRIVENTE

di Gloriano ROSSI I2KH

Questo articolo offre la descrizione, e aiuta nella costruzione, di un demodulatore per telescrivente (RTTY) di prestazioni eccellenti e di bassissimo costo, interamente a stato solido e con cablaggio assai compatto.

Qualche numero fa, sotto la firma dell'ottima penna di I2JJK, si è parlato di telescrivente. Abbiamo infatti visto nei minimi particolari come è composta una macchina RTTY; ora vediamo come si possa applicare la telescrivente ad un ricevitore e ad un trasmettitore radio.

Esistono, come già detto, telescriventi ricetrasmittenti o solo riceventi che in ambo i casi andranno bene per i nostri scopi.

La telescrivente solo ricevente, cioè senza tastiera, servirà ovviamente solo per ricevere.

Con qualsiasi ricevitore radio per onde corte che possa ricevere oltre ai segnali in fonia in modulazione di ampiezza (stazioni radio commerciali, nazionali o di radioamatori) anche quelli in telegrafia non modulati, si possono ascoltare delle emissioni che nulla hanno a che vedere con i due sistemi già menzionati.

Questi segnali sono da attribuire ai diversi sistemi di trasmissione quali ad esempio le telefoto, il facsimile, televisione, televisione a scansione lenta e telescrivente.

Concettualmente fra tutti questi sistemi di trasmissione quello relativo alla telescrivente è senza dubbio più semplice ed elementare.

Infatti un segnale RTTY è composto solamente da due note precise e ben distinte. Queste due note hanno un valore che viene interpretato dal demodulatore come segnale di MARK, per l'una, e SPACE, per l'altra.

La successione di questi due segnali determina, per mezzo del demodulatore, la condizione di lavoro o di riposo del relè della macchina scrivente.

Qualsiasi movimento della telescrivente è dunque comandato da questi due tipi di segnali che in gruppi di cinque determinano la scrittura di una lettera, di un simbolo, l'avanzamento della carta o qualsiasi altro movimento.

In figura 1 possiamo notare uno strano grafico costituito da tondini bianchi e neri che indicano o il MARK o lo SPACE e a gruppi di cinque vediamo la lettera od il simbolo relativo.

Possiamo notare, sempre dalla figura 1, che non esiste un gruppo uguale ad un altro.

Esaminiamo ora il tempo di durata di ogni singolo segnale e di

LETTERE	SEGNI		EMISSIONI					
			I	II	III	IV	V	
A	—	○	●	●	○	○	○	●
B	?	○	●	○	○	●	●	●
C	:	○	○	●	●	●	○	●
D	CHI E?	○	●	○	○	●	○	●
E	3	○	●	○	○	○	○	●
F	°	○	●	○	●	●	○	●
G	%	○	○	●	○	●	●	●
H		○	○	○	●	○	●	●
I	8	○	○	●	●	○	○	●
J	CAMP	○	●	●	○	●	○	●
K	(	○	●	●	●	●	○	●
L	)	○	○	●	○	○	●	●
M	.	○	○	○	●	●	●	●
N	,	○	○	○	●	●	○	●
O	9	○	○	○	○	●	●	●
P	0	○	○	●	●	○	●	●
Q	1	○	●	●	●	○	●	●
R	4	○	○	●	○	●	○	●
S	'	○	●	○	●	○	○	●
T	5	○	○	○	○	○	●	●
U	7	○	●	●	●	○	○	●
V	=	○	○	●	●	●	●	●
W	2	○	●	●	○	○	●	●
X	/	○	●	○	●	●	●	●
Y	6	○	●	○	●	○	●	●
Z	+	○	●	○	○	○	●	●
RIT.NO CARR.LLO		○	○	○	○	●	○	●
INTERLINEA		○	○	●	○	○	○	●
LETTERE		○	●	●	●	●	●	●
CIFRE		○	●	●	○	●	●	●
SPAZIO		○	○	○	●	○	○	●

● Emissione di lavoro
○ » » riposo

Fig. 1 - Quadro rappresentativo del codice CCITT n. 2 per telescrivente. I tratti neri corrispondono a impulsi di azionamento del magnete della telescrivente (cioè ai fori presenti su di un nastro perforato) mentre i tratti in bianco corrispondono al rilascio di detto magnete, cioè ad apertura del circuito relativo (tratti non perforati di un nastro).

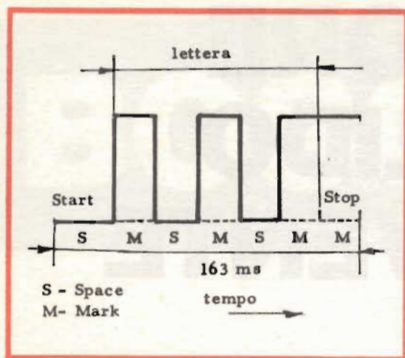



Fig. 2 - Rappresentazione del ciclo di un carattere o lettera o numero o segno di interpunzione secondo il codice di fig. 1. Sono sempre presenti: il segnale di «Start» o di inizio di codice che è sempre corrispondente all'apertura del circuito di comando o «Space»; seguono 5 impulsi di «Space» o «Mark» che, a seconda della sequenza con cui vengono inviati permettono la segnalazione del carattere trasmesso. Chiude la sequenza un impulso sempre di «Mark» che corrisponde allo «Stop» o termine della segnalazione.

ogni gruppo completo. Per facilitare la spiegazione, che a sole parole potrebbe essere troppo lunga e tediosa, suggerisco di studiare attentamente la figura 2. In questa figura notiamo che i segnali hanno un tempo estremamente breve, infatti i tempi relativi sono espressi in nano secondi.

Ogni movimento della macchina telescrivente deve essere comandato da una serie di impulsi elettrici derivanti dalla successione delle due note descritte in precedenza.

L'esatta funzione del demodulatore per telescrivente sarà proprio quella di esaminare quelle famose note separatamente e tradurre questo tipo di segnale in tensione atta a pilotare il relè della RTTY.

IL DEMODULATORE RTTY

Fino a poco tempo fa esistevano solamente demodulatori per telescrivente a valvole, grossi ed ingombranti e di costo elevato (da 250.000 lire in su).

Con l'avvento dei transistori il prezzo e le dimensioni sono molto diminuiti ma non abbastanza per arrivare alla portata di tutti gli eventuali interessati.

Ora, grazie ai circuiti integrati, è possibile miniaturizzare e semplificare determinati circuiti e conseguentemente il prezzo relativo è arrivato a quote accessibili.

Vedremo infatti nel nostro demodulatore dei circuiti integrati lineari µA709.

Questo tipo di integrato comprende ben 15 transistori e 15 resistenze.

Nella tabella 1 vediamo le caratteristiche elettriche del µA709.

Nella figura 3 troviamo lo schema elettrico di questo circuito integrato, mentre nelle figure 4 e 5 lo schema completo delle connessioni.

Le caratteristiche di questo amplificatore, costruito su una piastrina di silicio mediante il processo planare epitassiale sono: elevato guadagno, bassa deriva ed escursione delle tensioni in uscita. Esso inoltre non richiede filo di massa e presenta un elevato valore della escursione di tensione all'ingresso comune.

Il µA709 è adatto all'impiego negli amplificatori operazionali, amplificatori per la lettura di memorie, comparatori, ed è altresì utile per la generazione di speciali funzioni di trasferimento lineari e non lineari, operazioni analogiche ed altri impieghi speciali.

L'ST5 che presento in queste pagine non è il demodulatore originale che fu pubblicato su una rivista di lingua inglese (RTTY Journal) ma è la rielaborazione di quel circuito con modifiche e miglioramenti nonché aggiunte che in questi anni a seguito di esperienze personali e di I5AHN, I4GKC, I4HD, I5KG e I2VTT si sono rese neces-

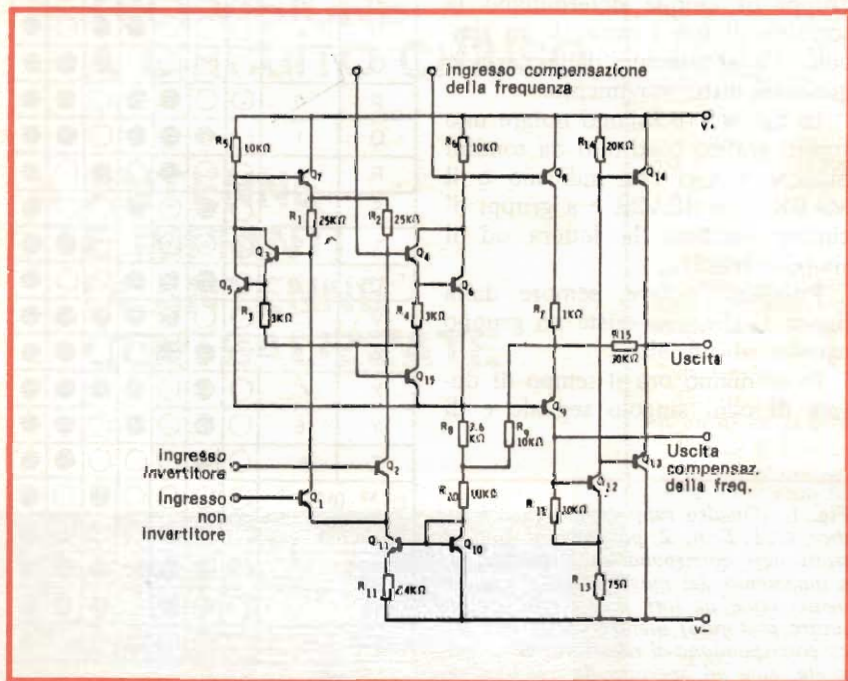



Fig. 3 - Schema elettrico dell'integrato µA709.

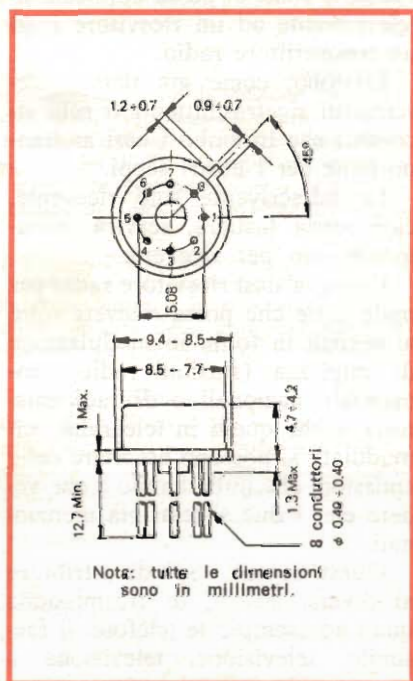



Fig. 4 - Dimensioni fisiche del µA709.

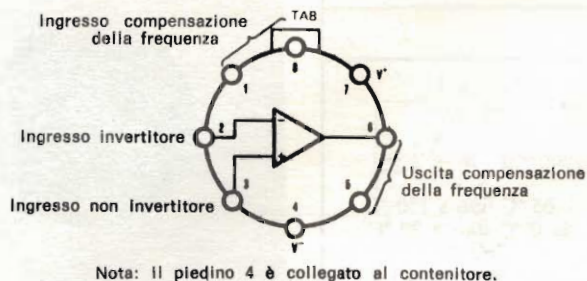



Fig. 5 - Disposizione dei terminali del circuito integrato μA 709.

Fig. 6 - Circuito della compensazione di frequenza.

sarie per ottenere un demodulatore perfezionato senza alterarne la semplicità.

Iniziamo l'esame del demodulatore, come è d'uso, dallo schema a blocchi in modo che sia chiara la funzione di ogni componente e di ogni singolo gruppo.

Il primo blocco è il limitatore-preamplificatore.

Questo stadio ha lo scopo preciso di tosare il segnale applicato all'ingresso e quindi portarlo al valore richiesto dal circuito seguente.

Esso è composto principalmente da due diodi posti in opposizione e dal primo circuito integrato tipo μA709.

Passiamo allo stadio discriminatore-preamplificatore dove il segnale viene filtrato da due bobine toroidali telefoniche da 88 mH che, in unione a dei condensatori costituiranno due filtri tipo LC; un filtro verrà sintonizzato sulla frequenza di 2125 Hz mentre l'altro a 2975 Hz per uno shift di 850 o a 2295 Hz per uno shift di 170.

Da questo stadio si preleverranno anche i segnali per l'indicatore di sintonia, Y e Z per una sintonia oscilloscopica, A per una sintonia strumentale; al punto X si può avere l'informazione elaborata da un apposito blocco, che come vedremo più avanti, permetterà l'accensione

Fig. 7 - Risposta in frequenza del guadagno a spira chiusa.

TAB. 1 - CARATTERISTICHE ELETTRICHE (V_s = 15 V, T_A = 25 °C, salvo indicazione diversa)

Parametri	Condizioni	Min.	Tip.	Max	Unità di misura
Tensione di sbilanciamento d'ingresso	$R_s \leq 10$ kΩ, ± 9 V $\leq V_s \leq \pm 15$ V		2	7,5	mV
Corrente di sbilanciamento d'ingresso			100	500	nA
Corrente di polarizzazione d'ingresso			0,3	1,5	μA
Resistenza di entrata		50	250		kΩ
Resistenza di uscita			150		Ω
Guadagno di tensione	$R_L \geq 2$ kΩ $V_{usc.} = \pm 10$ V	15.000	45.000		
Escursione della tensione di uscita	$R_L \geq 10$ kΩ $R_L \geq 2$ kΩ	± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Gamma di tensione di ingresso		± 8	± 10		V
Reiezione di modo comune	$R_S \leq 10$ kΩ	65	90		dB
Reiezione tensione di alimentazione	$R_S \leq 10$ kΩ		25	200	μV/V
Potenza assorbita			80	200	mV
Tempo di risposta	$V_{in} = 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ $C_1 = 5.000$ pF, $R_1 = 1,5$ kΩ $C_2 = 200$ pF, $R_2 = 50$ kΩ		0,3		μs
Distorsione	$C_L \leq 100$ pF		10		%

TABELLA 2

VALORI MASSIMI ASSOLUTI

Tensione di alimentazione	± 18 V
Dissipazione interna (*)	250 mW
Tensione di ingresso differenziata	± 5 V
Tensione di ingresso	± 10 V
Durata del cortocircuito in uscita (T_a = 25 °C)	5 s
Temperatura di immagazzinamento	− 65 °C fino a 150 °C
Estensione della temperatura di funzionamento	da 0 °C fino a 70 °C
Temperatura dei terminali (saldare in 60 s)	300 °C

* Dati validi per temperatura ambiente + 70 °C

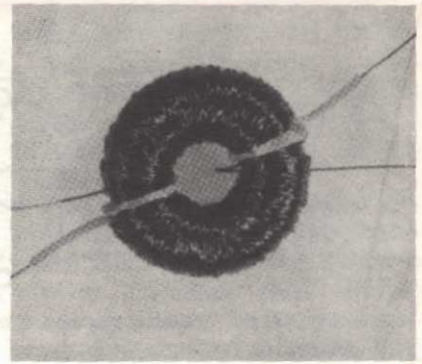



Fig. 10 - Bobina toroidale. I quattro terminali devono essere puliti dallo smalto.

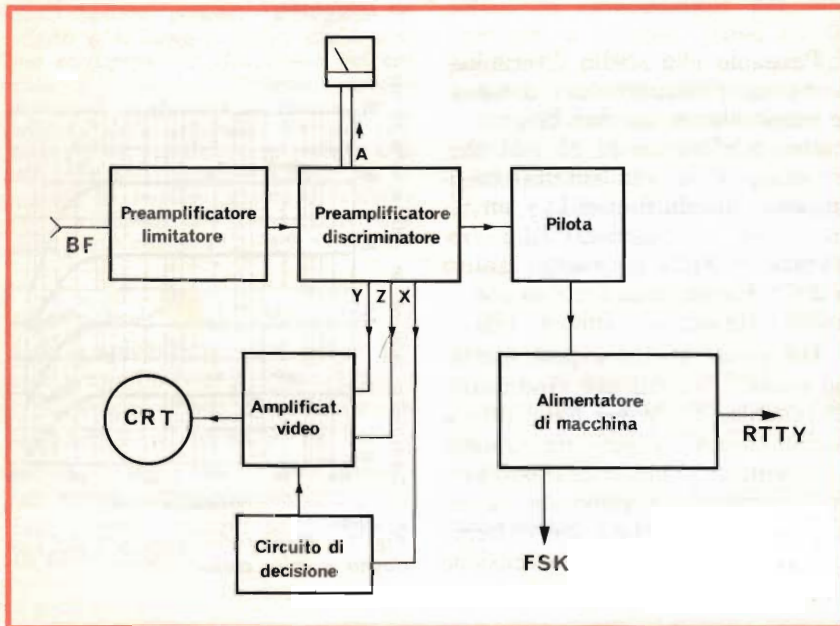



Fig. 8 - Schema a blocchi generale.

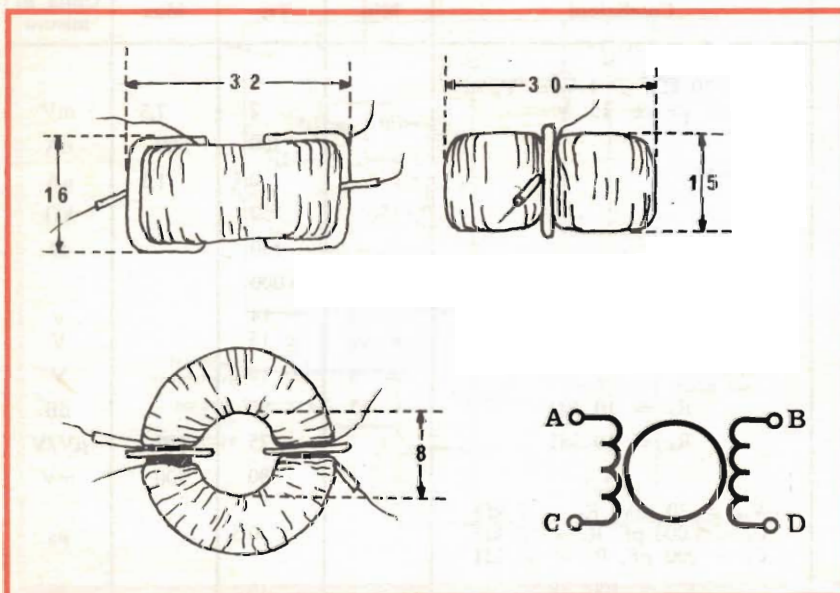



Fig. 9 - Disegno e schema elettrico del toroide. Le misure sono espresse in mm.

del tubo catodico in presenza di un segnale RTTY.

In seguito troviamo lo stadio pilota o di decisione costituito principalmente dal secondo circuito integrato tipo μA709 che ha la funzione di amplificatore in continua ad alto guadagno e si comporta come un commutatore che poi piloterà i transistori di comando del relè di macchina.

L'alimentatore di macchina è il solito circuito ormai felicemente collaudato del TT/L2 che è previsto per un assorbimento di 60 mA normalmente richiesto dal relè di tutte le usuali telescriventi; fra l'altro questo circuito fornisce anche una tensione polarizzata per comandare un circuito FSK o FASK.

Esaminiamo ora i blocchi indicatori di sintonia.

Il primo che sottopongo è assai semplice e non richiede alcuna spiegazione; dirò solo che, al punto A, si avrà una indicazione uguale ∅ quando il segnale RTTY è centrato.

Il medesimo discorso vale per il secondo circuito che avrà in più solamente un transistore in funzione amplificatore.

Il terzo circuito è nettamente più complicato e interessante.

Esso è composto da due tubi elettronici tipo ECC 83 (doppio triodo) atti a pilotare il tubo catodico di sintonia.

In aggiunta a questo circuito, dalla elaborazione di I4HD, copio lo stadio di accensione del CRT; questo blocco è costituito dal terzo ed ultimo μA709 del demodulatore il quale, in questo caso, funziona da comparatore e quando la ten-

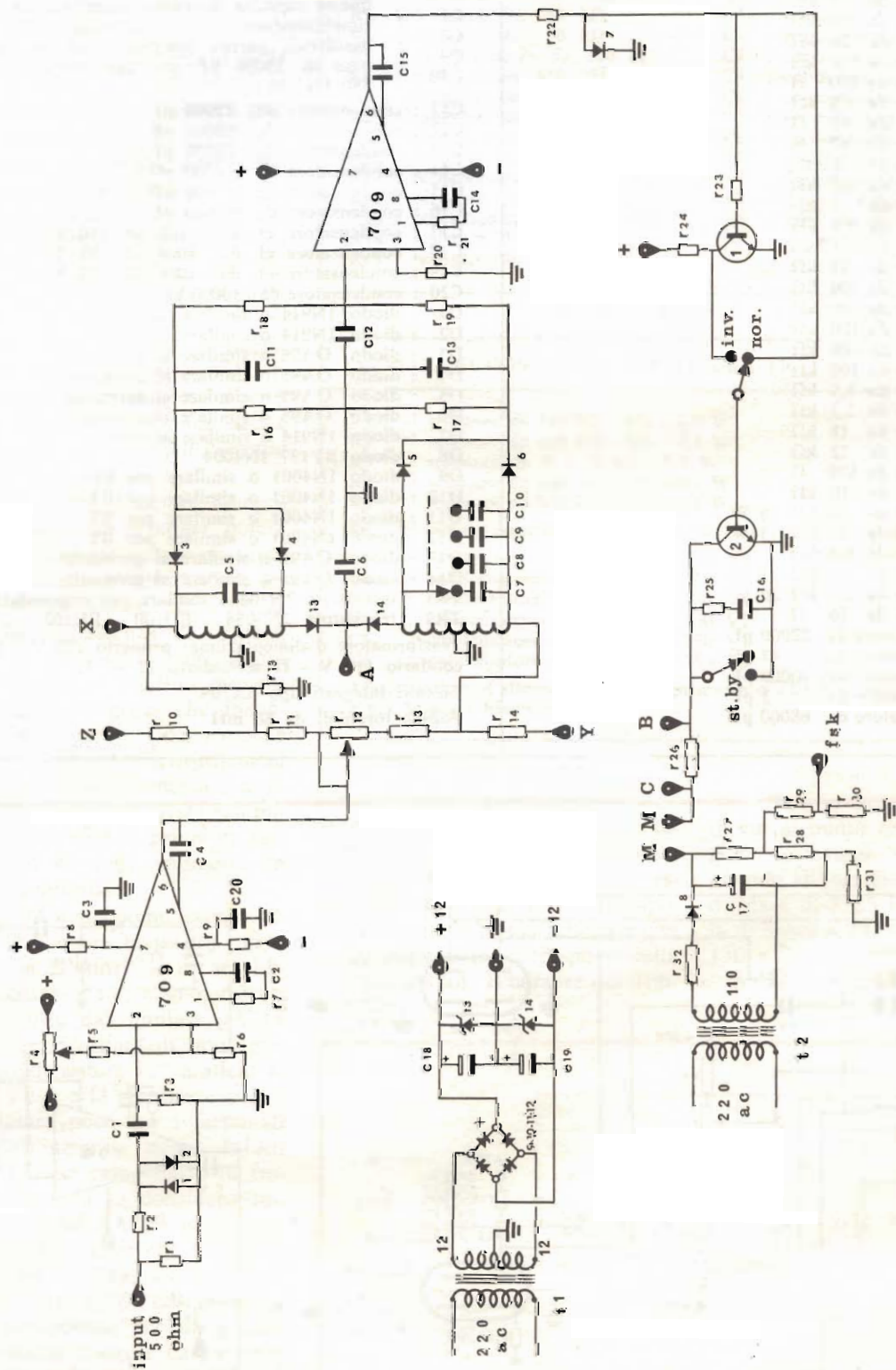



Fig. 11 - Schema elettrico del demodulatore RTTY, completo dello stadio di alimentazione ma escluso quello di sintonia, sia strumentale che a tubo catodico.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 11

R1 : resistore da 560 Ω
R2 : resistore da 1 kΩ
R3 : resistore da 10 kΩ
R4 : trimmer da 25 kΩ
R5 : resistore da 150 kΩ
R6 : resistore da 100 Ω
R7 : resistore da 1,5 kΩ
R8 : resistore da 47 Ω
R9 : resistore da 47 Ω
R10 : resistore da 1 MΩ
R11 : resistore da 4,7 kΩ
R12 : trimmer da 5 kΩ
R13 : resistore da 5,6 kΩ
R14 : resistore da 1 MΩ
R15 : resistore da 33 kΩ
R16 : resistore da 100 kΩ
R17 : resistore da 100 kΩ
R18 : resistore da 100 kΩ
R19 : resistore da 100 kΩ
R20 : resistore da 100 kΩ
R21 : resistore da 1,5 kΩ
R22 : resistore da 2,2 kΩ
R23 : resistore da 18 kΩ
R24 : resistore da 22 kΩ
R25 : resistore da 470 Ω
R26 : resistore da 10 kΩ
R27 : resistore da 15 kΩ 5 W
R28 : resistore da 15 kΩ 5 W
R29 : resistore da 8,2 kΩ
R30 : resistore da 10 kΩ 1 W
R31 : resistore da 2,5 kΩ 20 W
R32 : resistore da 10 Ω
C1 : condensatore da 22000 pF
C2 : condensatore da 47 pF
C3 : condensatore da 10000 pF
C4 : condensatore da 3 pF
C5 : condensatore da 68000 pF
C6 : condensatore da 68000 pF
C7, C8, C9, C10 : queste capacità dovranno essere trovate sperimentalmente fino a raggiungere gli shift desiderati, partire comunque da un valore base di 33000 pF per una deviazione di 850 Hz
C11 : condensatore da 22000 pF
C12 : condensatore da 68000 pF
C13 : condensatore da 22000 pF
C14 : condensatore da 4700 pF
C15 : condensatore da 200 pF
C16 : condensatore da 100000 pF
C17 : condensatore el. da 100 μF 250 V
C18 : condensatore el. da 4000 μF 35 V
C19 : condensatore el. da 4000 μF 35 V
C20 : condensatore da 10000 pF
D1 : diodo 1N914 o similare al silicio
D2 : diodo 1N914 o similare al silicio
D3 : diodo OA95 o similare al germanio
D4 : diodo OA95 o similare al germanio
D5 : diodo OA95 o similare al germanio
D6 : diodo OA95 o similare al germanio
D7 : diodo 1N914 o similare al silicio
D8 : diodo BY127 1N4004
D9 : diodo 1N4001 o similare per BT
D10 : diodo 1N4001 o similare per BT
D11 : diodo 1N4001 o similare per BT
D12 : diodo 1N4001 o similare per BT
D13 : diodo OA95 o similare al germanio
D14 : diodo OA95 o similare al germanio
TR1 : transistore 2N708 o similare per commutazione
TR2 : transistore 2N3055 - BU100 - BU102
Trasformatore d'alimentazione: primario 220 V - I secondario 110 V - II secondario 12 + 12 V
Circuiti integrati tipo μA709
Bobine toroidali da 88 mH

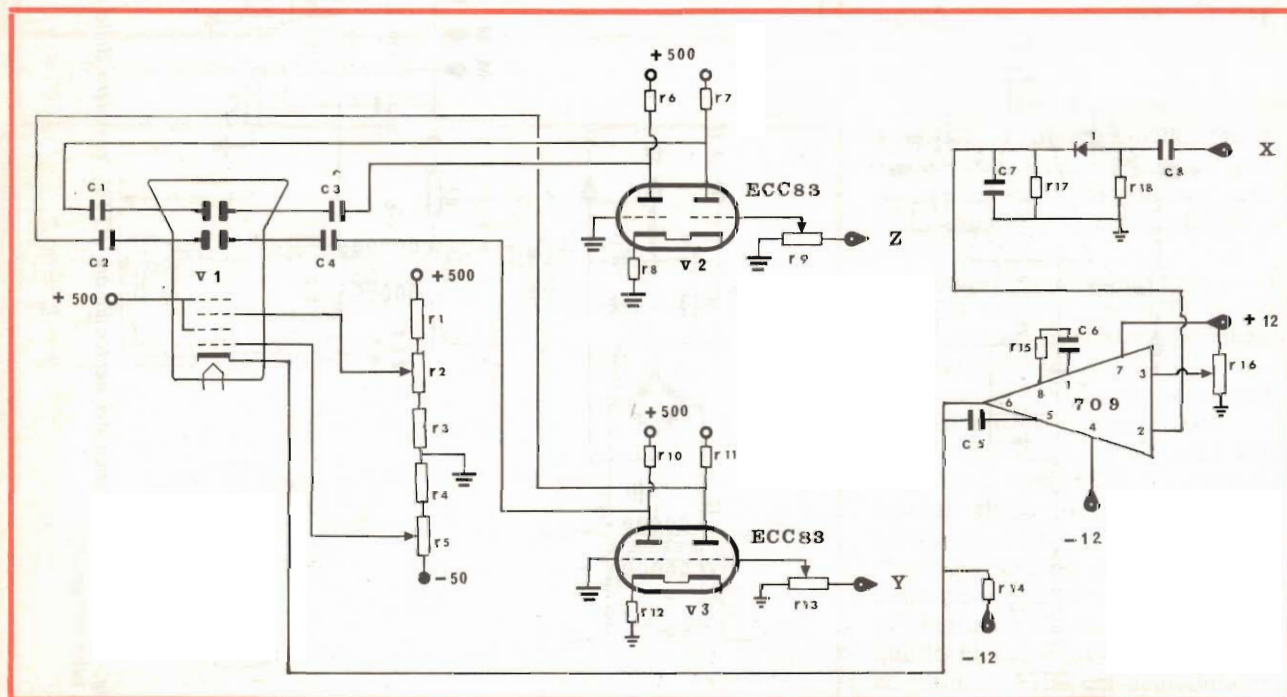



Fig. 12 - Schema elettrico del circuito di visualizzazione del segnale RTTY completo dello stadio della decisione per la luminosità del tubo catodico.

sione presente in X opportunamente raddrizzata supera il valore di soglia, l'integrato scatta e cambia il suo valore di stato in uscita polarizzando diversamente il catodo del CRT.

Veniamo ora al montaggio delle schede progettate e disegnate in modo tale che il demodulatore possa avere compattezza e semplicità.

La prima scheda che prendiamo in esame comprende tutto lo stadio «limitatore-preamplificatore» e «discriminatore-preamplificatore».

Vediamo, innanzitutto, che l'ingresso è costituito da un trasformatorino necessario quando il segnale viene prelevato da un ricevitore con uscita in BF a 8 Ω di impedenza, e di un ingresso diretto quando il ricevitore ha una uscita con circa 500 Ω come ad esempio il Geloso G 4 216.

Dopo i primi semplici componenti troviamo un trimmer potenziometrico con un valore di circa 25 kΩ. Questo potenziometro semifisso dovrà essere regolato in modo che, in assenza di segnale, oppure ancora meglio con l'uscita cortocircuitata, al piedino numero 6 del primo integrato che incontriamo sia presente una tensione uguale a «ZERO»; ricordiamoci quindi che in fase di messa a punto del demodulatore questa semplice operazione sarà la prima da farsi, con un normale voltmetro in corrente continua.

Il μA709 è un comunissimo integrato che, come ho avuto modo di dire, ha la funzione di amplificatore operazionale; esso potrà essere sostituito dal similare μA714 ma occorre ricordare di non inserire il condensatore in parallelo ai piedini 5 e 6 e la resistenza con il condensatore posti fra i terminali 1 e 8 dell'integrato stesso. Infatti il μA714 è già compensato in frequenza, tuttavia io considero migliore l'uso del μA709 in quanto quei tre componenti che ho citato servono per una migliore compensazione. Difatti il 709 così compensato è predisposto per un guadagno pressoché costante pari a circa 60 dB fino ad oltre 100 kHz, il che non è poco.

Al termine di questo primo stadio, ora terminato, troviamo il secondo trimmer potenziometrico da 5000 Ω che costituirà l'ultima taratura del nostro demodulatore.

Questa taratura dovra però essere effettuata con tutti i componenti di questa prima scheda e con un normale tester predisposto sulla portata 100 μA. Il cursore del trimmer citato va posto nella posizione in cui al punto «A» si ha la maggior deviazione dello strumento quando all'ingresso si abbia la nota di Mark di 2125 Hz e quindi quella di Space a 2975 Hz o per lo shift 170 a 2295 Hz.

Sulla scheda che stiamo cablan-

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 12

R1	: resistore da 220 kΩ	R16	: potenziometro da 100 kΩ
R2	: potenziometro da 500 kΩ	R17	: resistore da 470 kΩ
R3	: resistore da 50 kΩ	R18	: resistore da 220 kΩ
R4	: resistore da 10 kΩ	C1	: condensatore da 10000 pF
R5	: potenziometro da 100 kΩ	C2	: condensatore da 10000 pF
R6	: resistore da 470 kΩ	C3	: condensatore da 10000 pF
R7	: resistore da 220 kΩ	C4	: condensatore da 10000 pF
R8	: resistore da 3,3 kΩ	C5	: condensatore da 220 pF
R9	: potenziometro da 470 kΩ	C6	: condensatore da 1500 pF
R10	: resistore da 470 kΩ	C7	: condensatore da 150000 pF
R11	: resistore da 220 kΩ	V1	: doppio triodo ECC83
R12	: resistore da 3,3 kΩ	V2	: doppio triodo ECC83
R13	: potenziometro da 470 kΩ	V3	: tubo catodico DG7/32 o similare
R14	: resistore da 10 kΩ		
R15	: resistore da 1,5 kΩ		

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 13

R1	: resistore da 630 kΩ - 5% - 0,5 W
R2	: resistore da 630 kΩ - 5% - 0,5 W
R3	: resistore da 2 ÷ 5 kΩ - 0,5 W
R4	: resistore da 630 kΩ - 5% - 0,5 W
R5	: resistore da 630 kΩ - 5% - 0,5 W
R6	: per un assorbimento di 5 mA = 10 kΩ in caso contrario R6 = $\frac{50}{mA}$
C1	: condensatore el. da 16 μF 350 V1
C2	: condensatore el. da 16 μF 350 V1
C3	: condensatore el. da 16 μF 350 V1
C4	: condensatore el. da 16 μF 350 V1
C5	: condensatore el. da 16 μF 350 V1
C6	: condensatore el. da 16 μF 350 V1

Trasformatore d'alimentazione con primario a 220 V e secondari = 250 V e 6,3 V per i filamenti

Fig. 13 - Schema elettrico dell'alimentatore del tubo catodico. Il valore di R6, come già descritto nell'articolo, si dovrà trovare sperimentalmente.

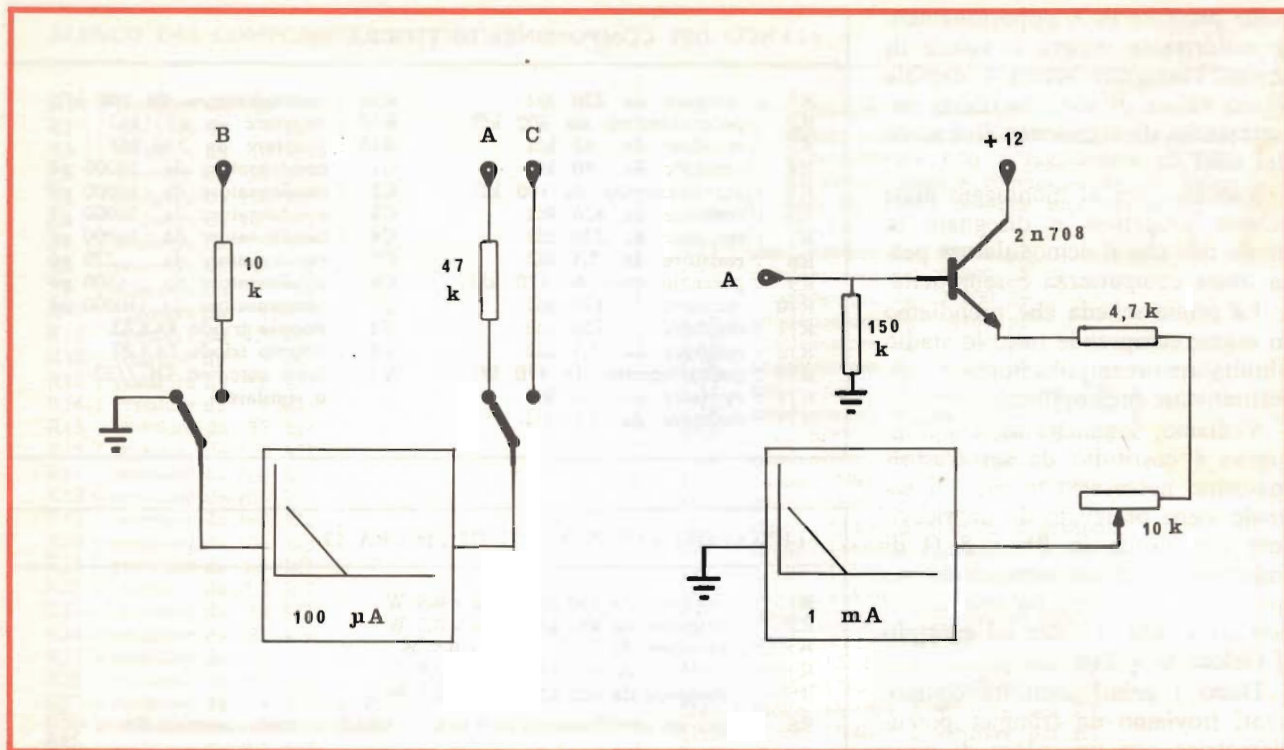



Fig. 14 - Due tipi di indicatori di sintonia. Quello a sinistra permette anche la lettura dell'assorbimento del relè di macchina.

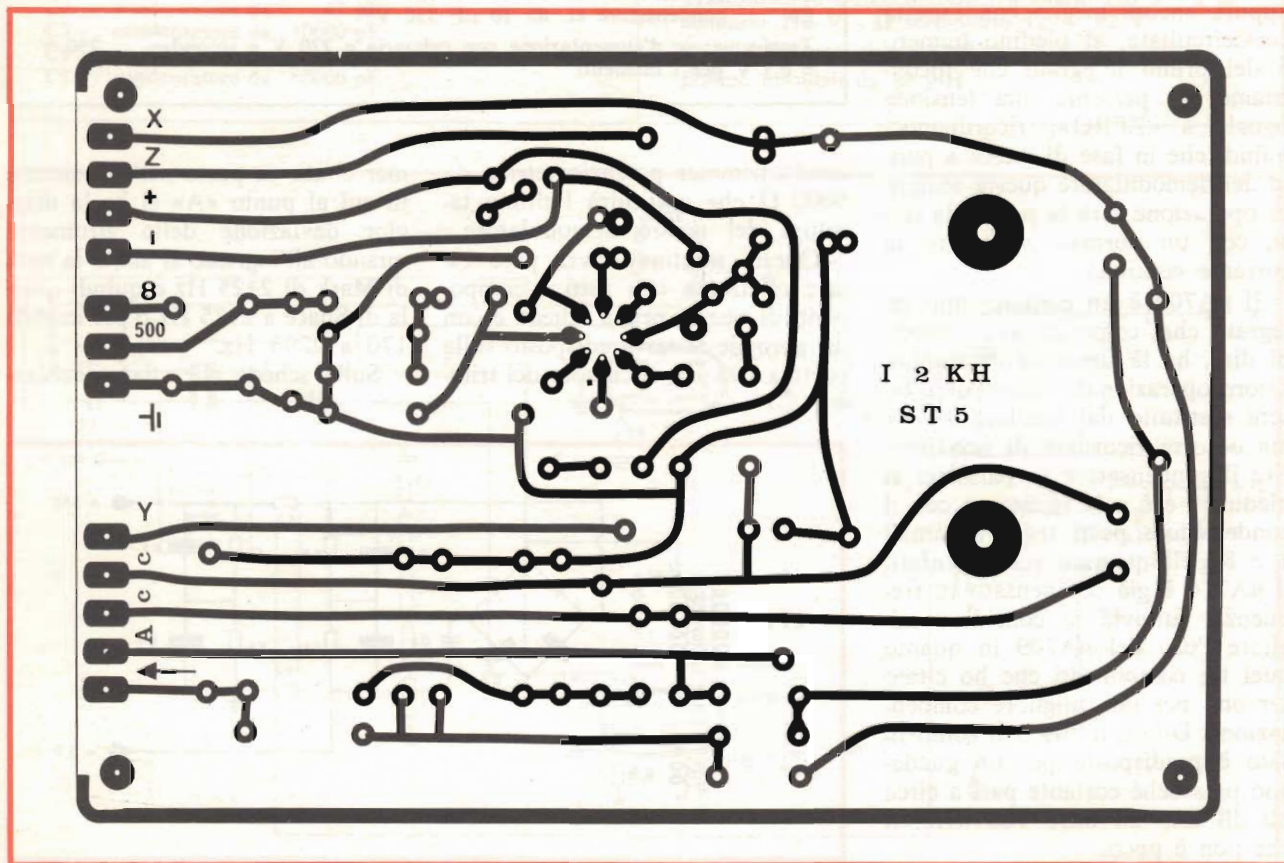



Fig. 15 - Prima scheda del demodulatore RTTY vista dal lato rame in grandezza naturale. Si notino gli appositi alloggiamenti dei due toroidi.

do notiamo varie uscite denominate in modo grafico e diverso = X — — Z — Y — Cx + Cx — A ⟶. Aiutandoci con lo schema a blocchi e quindi con lo schema elettrico è intuibile ogni spiegazione e significato dei simboli usati. E' quindi inutile specificare che Y e Z sono le rispettive uscite da collegare allo stadio di visualizzazione oppure ai capi di un oscilloscopio (entrata orizzontale e verticale); che X dovrà andare allo stadio di decisione che comanderà la luminosità del tubo catodico, oppure che a Cx e Cx dovrà essere collegato il condensatore o i condensatori da accoppiare al toroide di Space.

Devo ancora ricordare ciò che ho avuto modo di dire nella descrizione del monitor SSTV, che il toroide è un componente speciale che ha una particolare delicatezza e fragilità, nonostante il considerevole peso rispetto alla massa, quindi raccomando una certa cura nel maneggiarlo, in particolare modo

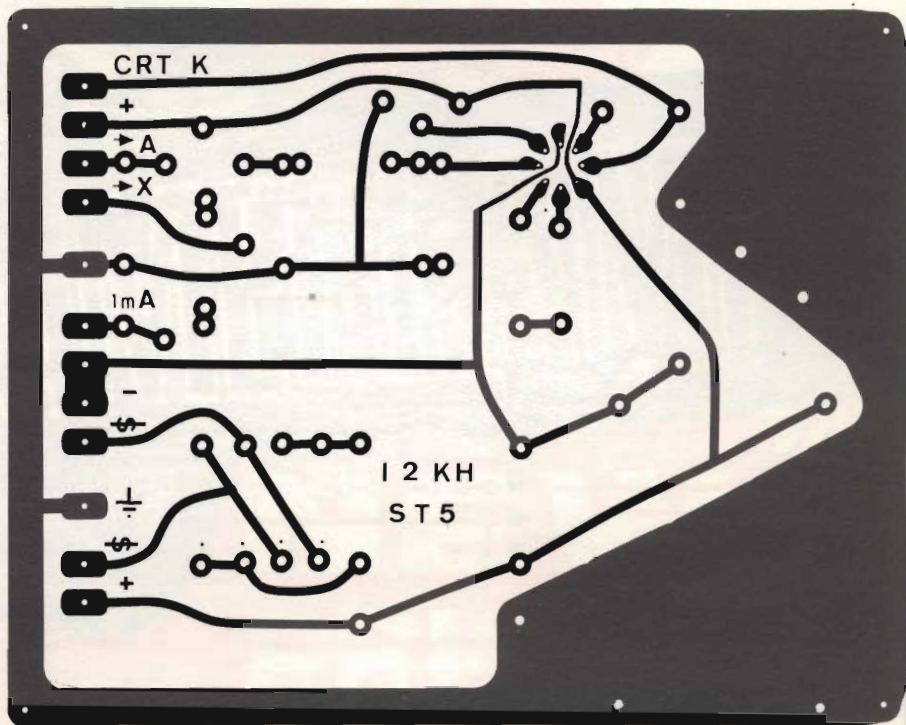



Fig. 17 - Terza ed ultima scheda del demodulatore per RTTY vista dal lato rame. Qui troviamo l'alimentazione di bassa tensione e il circuito di decisione per la luminosità del tubo catodico.

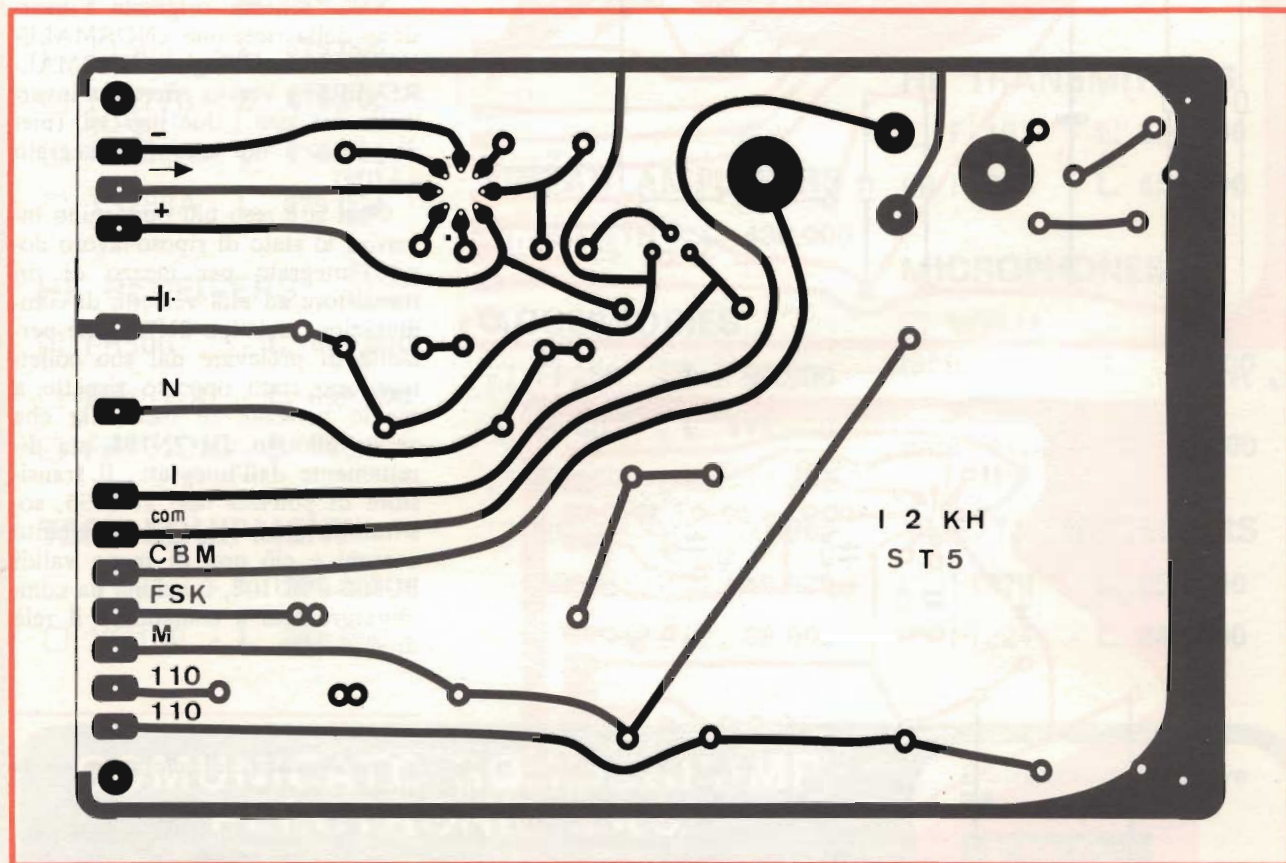



Fig. 16 - Seconda scheda del demodulatore RTTY vista dal lato rame. Questa scheda comprende il circuito completo di pilotaggio del relè di macchina con l'alimentazione del relè stesso.

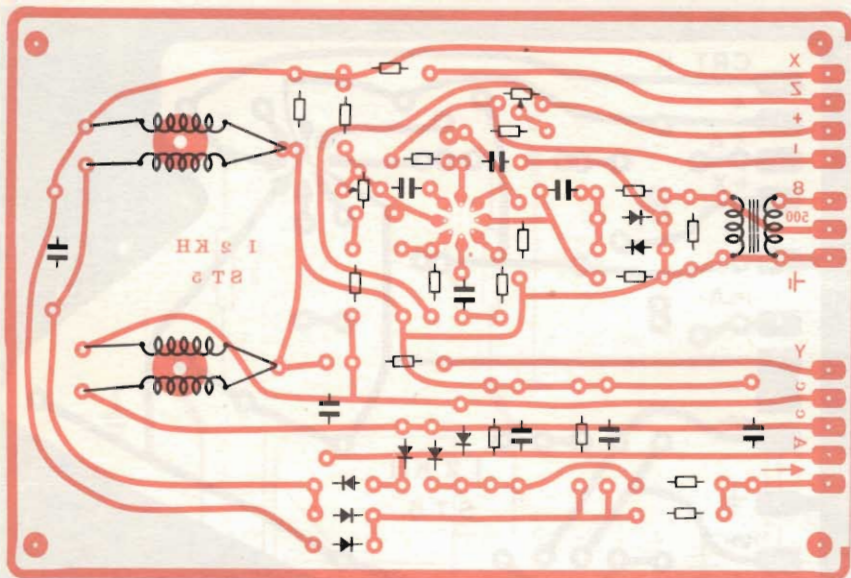



Fig. 18

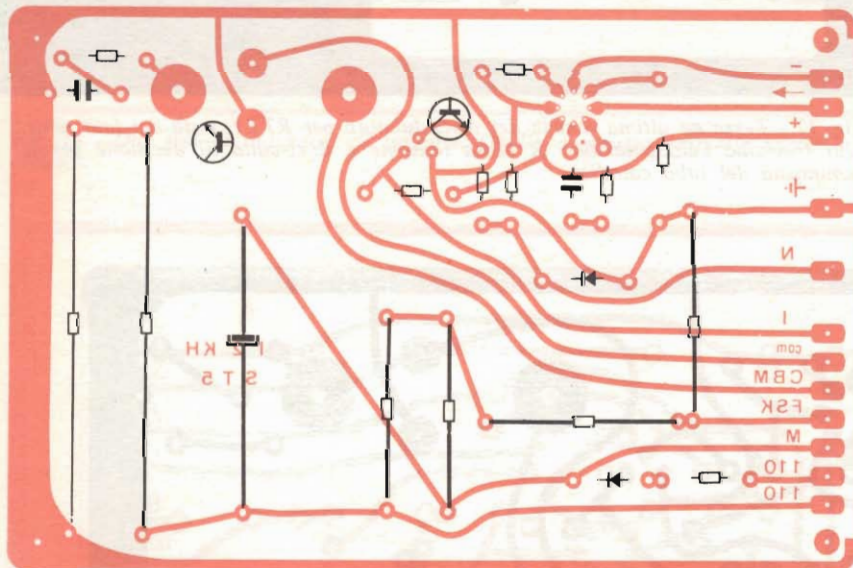



Fig. 19

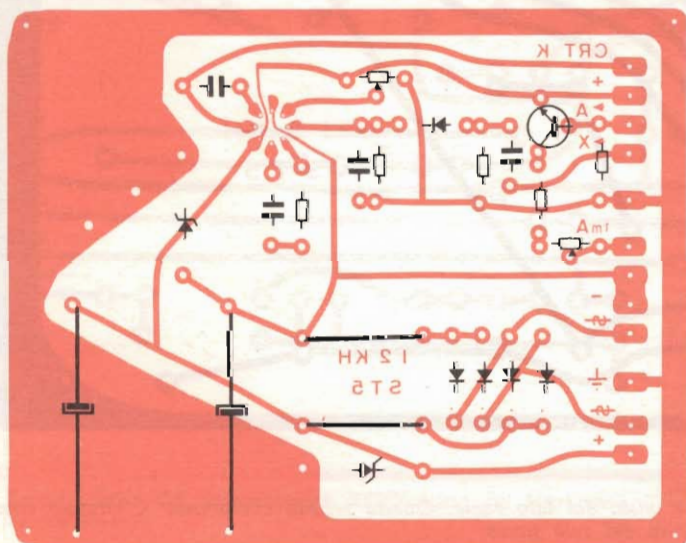



Fig. 20

quando sarà necessario denudare i terminali, dal rivestimento in smalto affinché sia possibile una perfetta saldatura del componente stesso.

Già quando avremo finito di montare la seconda scheda che iniziamo ora ad esaminare potremo dire di aver quasi finito il nostro demodulatore nella forma più semplice di funzionamento.

Il segnale in ingresso viene subito immesso nel secondo integrato, ancora un μA709, funzionante, in questo caso, come amplificatore in continua in modo che la sua uscita possa andare da un massimo livello positivo ad un massimo livello negativo o viceversa, anche se al suo ingresso esiste una differenza di 1 o 2 Hz.

Si avrà quindi una commutazione netta e repentina a tal punto che, se anche la trasmissione RTTY ed il ricevitore avessero caratteristiche particolari, sarebbe possibile la ricezione di un segnale con una deviazione di pochi hertz.

Nello schema originale l'inversione della ricezione (NORMALE-INVERSO o all'inglese NORMAL-REVERSE) veniva effettuata invertendo fra loro i due ingressi (piedino 2 e 3 del secondo integrato μA709).

Oggi si è reso più opportuno invertire lo stato di riposo-lavoro dopo l'integrato per mezzo di un transistore ad alta velocità di commutazione del tipo 2N708 che permette di prelevare dal suo collettore uno stato opposto rispetto a quello presente in base. Sia che venga pilotato dal 2N708, sia direttamente dall'integrato, il transistore di potenza tipo 2N3055, sostituibile anche con gli altrettanto comuni e ciò non di meno validi BU100 e BU102, funziona da commutatore atto a comandare il relè di macchina.

Fig. 18 - Circuito stampato della prima scheda visto dal lato componenti.

Fig. 19 - Circuito stampato della seconda scheda visto dal lato componenti.

Fig. 20 - Circuito stampato della terza scheda visto dal lato componenti.

Fig. 21 - Prototipo della prima scheda a montaggio ultimato.

Fra collettore e massa di questo ultimo transistore troviamo una resistenza ed un condensatore in serie fra di loro con la evidente funzione di annullare l'effetto di sovratensione provocata dai successivi stati di lavoro e di riposo dell' avvolgimento del magnete della macchina telescrivente.

Sempre fra il collettore e la massa troviamo un interruttore che costituirà il comando di «Stand-by» di tutto il sistema scrivente-ricevente.

L'alimentazione di macchina è costituita da un classico circuito già più volte sperimentato e realizzato. Questo circuito è costituito da un trasformatore (NON AUTOTRASFORMATORE), un diodo, un condensatore e di qualche resistenza di opportuno valore. Ad un capo di un doppio partitore resistivo abbiamo una uscita studiata per l'FSK (Frequency-Shift-Key) che potrà pilotare direttamente il VFO di un trasmettitore opportunamente predisposto, oppure un circuito apposito chiamato AFSK (Audio-Frequency-Shift-Key).

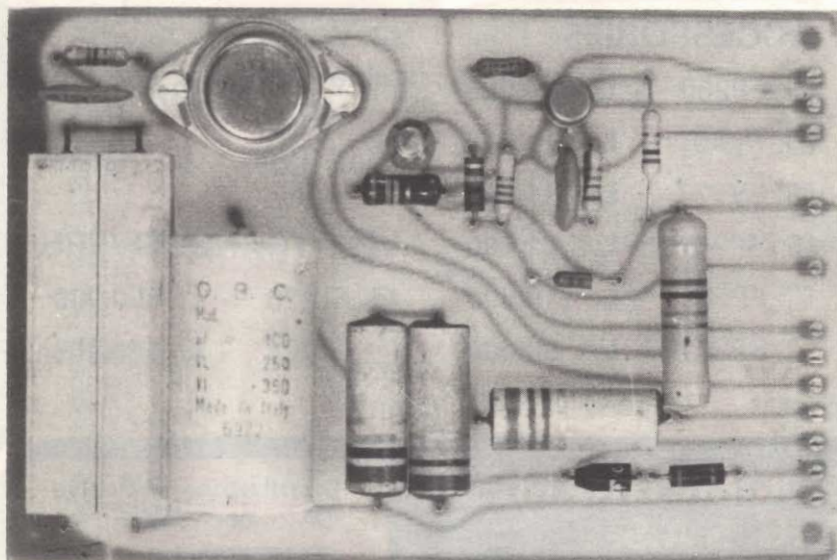



Fig. 22 - Prototipo della seconda scheda del demodulatore per RTTY. Si notino le dimensioni delle due resistenze di potenza messe in serie per ottenere il valore richiesto.

Sulla scheda numero tre trova posto, fra l'altro, l'alimentazione di bassa tensione.

Potrà essere adottato sia il primo che il secondo schema suggerito per questo tipo di alimentazione; infatti, se la scelta vertirà sul tipo più semplice, saranno esclusi i diodi zener e si eseguiranno due ponticelli che sostituiranno gli stessi diodi. Vediamo ora un interessante circuito di decisione che permetterà di visualizzare le due ellissi caratteristiche di un segnale RTTY.

Quando in ricezione non esiste alcun segnale, ed in particolare non esiste un segnale di Mark, il tubo catodico (CRT) rimane completamente oscurato in stand-by, ma allora quando al punto «X» troviamo una frequenza di circa 2125 Hz ecco che il terzo ed ultimo circuito integrato, sempre del tipo µA709, interverrà e funzionerà da interruttore di luminosità, o per meglio dire polarizzerà inversamente l'elettrodo a cui è collegata l'uscita dell'integrato stesso (piedino n. 6).

Un ultimo circuito è presente su questa scheda. Questo circuito è semplicissimo e permette la sintonia di un segnale RTTY in maniera strumentale tramite un semplice micro-amperometro; null'altro si potrà dire di questo particolare schema essendo superfluo spiegare che il transistore funzionerà da amplificatore di segnale e che il potenziometro servirà da taratura del sistema stesso.

Lo stadio di amplificazione di visualizzazione è costituito da due doppi triodi tipo ECC 83 e di un CRT (tubo a raggi catodici), già citato in precedenza e del tipo DG7 32 od altro equivalente (DH 3/91 ecc.).

Il circuito è molto semplice per cui ritengo anche in questo caso non necessaria una spiegazione.

Il circuito ora citato richiede tre particolari tipi di tensioni di alimentazione: la prima è quella di 6,3 V per l'accensione dei filamenti del tubo catodico, la seconda, che è considerata AT (alta tensione) ha un valore che si aggira intorno ai 500 V positivi rispetto la massa ed infine una tensione negativa sempre rispetto alla massa di 50 V.

Qualsiasi circuito di alimenta-

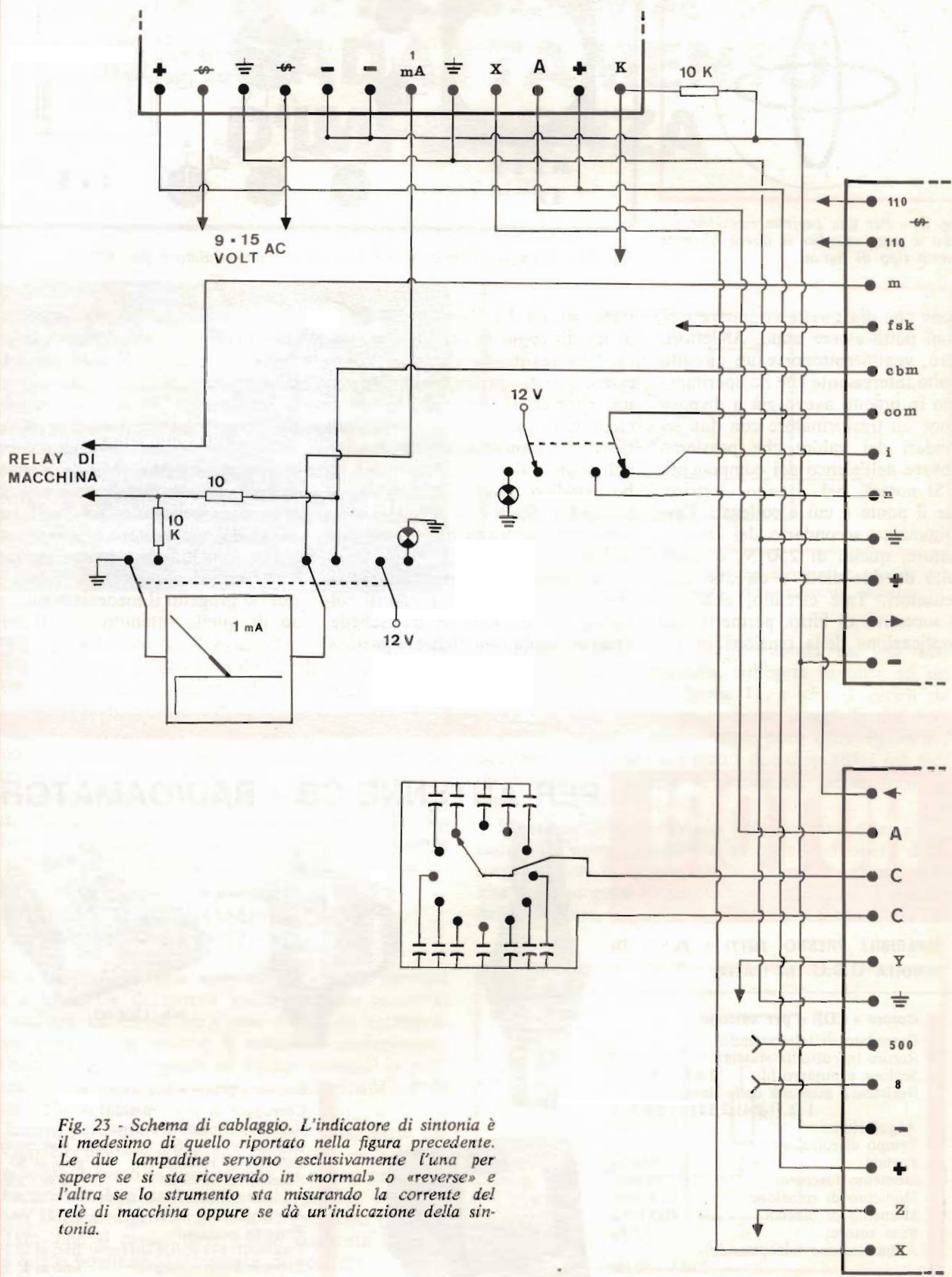



Fig. 23 - Schema di cablaggio. L'indicatore di sintonia è il medesimo di quello riportato nella figura precedente. Le due lampadine servono esclusivamente l'una per sapere se si sta ricevendo in «normal» o «reverse» e l'altra se lo strumento sta misurando la corrente del relè di macchina oppure se dà un'indicazione della sintonia.

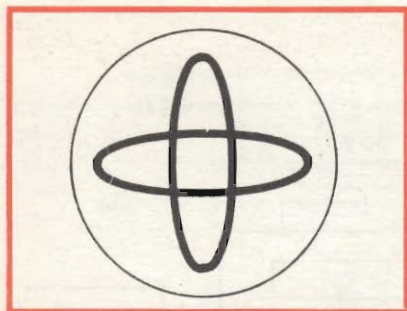



Fig. 24 - Per una perfetta ricezione sul tubo a raggi catodici si dovrà ottenere questo tipo di figura.

Fig. 25 - Esempio di mascherina frontale del demodulatore per RTTY.

zione che dia queste rispettive tensioni potrà essere usato. Ai lettori, però, voglio sottoporre un circuito molto interessante che ho sperimentato in quanto avevo già a disposizione un trasformatore con due secondari del valore che possiamo trovare nell'elenco dei componenti.

Si noterà, nel circuito elettrico, che il ponte a cui è collegato l'avvolgimento secondario del trasformatore, quello di 250 V, è costituito da due diodi e da due condensatori. Tale circuito, abbinato al sucessivo di filtro, permette una duplicazione della tensione in entrata, di un livellamento (CC) e di un filtraggio della tensione stessa. Una resistenza (R), che dovrà essere trovata sperimentalmente con un trimmer di circa 50 kΩ con il circuito in funzione, permetterà di trovare la famosa tensione negativa del giusto valore desiderato dal tubo catodico usato. Chiaramente la resistenza citata è in diretta dipendenza dell'assorbimento del circuito di luminosità del CRT.

Nell'apposita figura troviamo le istruzioni grafiche sul modo di collegare fra di loro le tre schede. Questa tavola non richiede particolari commenti in quanto rispecchia ciò che abbiamo già detto e quanto implicitamente è spiegato nelle figure precedenti.

Tengo a precisare che sarebbe più comodo usare per ogni collegamento dei fili di diverso colore; inoltre, e ciò è importante, consiglio di riportare sempre le masse delle schede e collegarle più volte al telaio del contenitore.

Per concludere esprimo la speranza che si possa raggiungere con questo progetto il medesimo successo di quello ottenuto con il mio articolo sul monitor SSTV.

IL PROBLEMA DELL'ADATTAMENTO D'IMPEDENZA

a cura di LUBI

I concetti fondamentali relativi ai valori di impedenza di ingresso e di uscita di un circuito non sono difficili da comprendere, sebbene non esista un'unica regola che possa essere riferita ad ogni possibile circostanza. I provvedimenti da adottare dipendono in ogni caso quasi interamente dalle esigenze tipiche di funzionamento del circuito. Ciò premesso, lo scopo del breve articolo che segue consiste appunto nel chiarire alcuni princìpi fondamentali, che ogni tecnico dovrebbe conoscere perfettamente.

L'adattamento dell'impedenza è forse una delle esigenze principali sulle quali si basa il corretto funzionamento di un circuito elettronico, indipendentemente dal fatto che esso funzioni per amplificare un segnale, per modificarne o correggerne la forma, per riceverlo, per irradiarlo, per registrarlo, ecc.

A questo riguardo, la regola più importante agli effetti dell'adattamento dell'impedenza deriva dal postulato relativo al massimo trasferimento di potenza da un dispositivo elettronico elementare ad un altro.

IL POSTULATO DEL MASSIMO TRASFERIMENTO DI POTENZA

Se è disponibile una sorgente di segnali elettrici avente un'uscita di natura esclusivamente resistiva, per eccitare un carico anch'esso di natura esclusivamente resistiva, si ottiene il massimo trasferimento dell'energia dalla sorgente al carico quando la resistenza interna del carico equivale all'impedenza di uscita della sorgente.

Occorre però notare che questo postulato parte dal presupposto che — come si è affermato — i valori di impedenza siano esclusivamente di natura resistiva, il che accade ben raramente nella pratica comune: inoltre, l'unica esigenza che è stata premessa consiste nel fatto che al carico deve essere applicata la massima parte possibile dell'energia disponibile.

Se ora supponiamo che la sorgente di energia elettrica, vale a dire la sorgente di segnale di cui disponiamo, possa essere rappresentata da una sorgente di tensione alternata, collegata in serie ad un valore resistivo (vedi **figura 1**), e che il carico da applicare a questa sorgente possa essere invece rappresentato da un valore resistivo puro (vedi **figura 2**), possiamo combinare tra loro i due dispositivi nel modo illustrato alla **figura 3**, e tracciare alcune formule relative al funzionamento.

Fig. 1 - Circuito equivalente di una sorgente di segnale con impedenza di uscita di natura esclusivamente resistiva.

Identificando col simbolo P la potenza dissipata a causa dell'energia applicata al carico ad opera della sorgente, con V_L la tensione applicata al carico e fornita dalla sorgente stessa, con R_s la resistenza interna della sorgente, e con R_L la resistenza interna del ca-

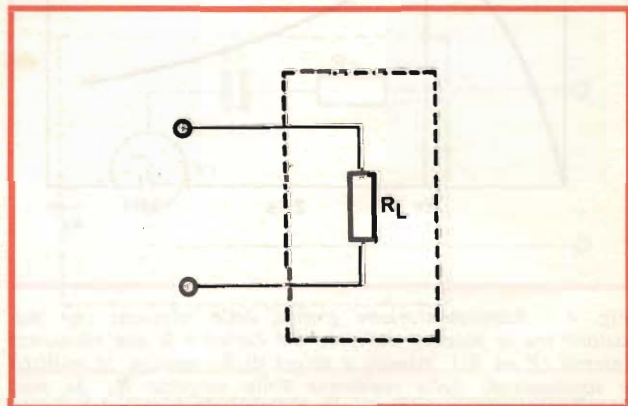



Fig. 2 - Circuito equivalente di un carico avente una natura esclusivamente resistiva.

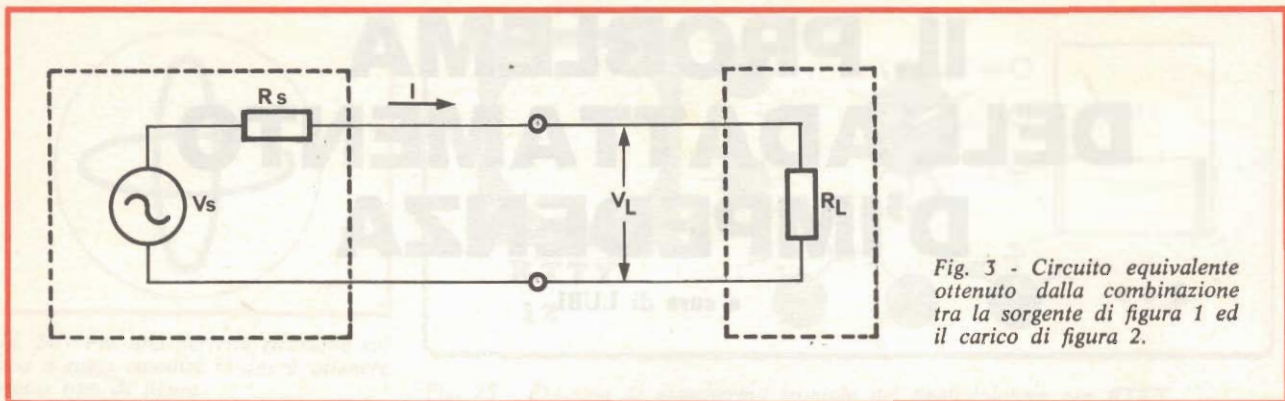



Fig. 3 - Circuito equivalente ottenuto dalla combinazione tra la sorgente di figura 1 ed il carico di figura 2.

rico, possiamo esprimere le relazioni che intercorrono tra le diverse grandezze citate mediante le formule che seguono:

$$V_L = \frac{V_S R_L}{R_L + R_S} \qquad I = \frac{V_S}{R_L + R_S}$$

$$P = I V_L \qquad P = \frac{V_S^2 R_L}{(R_L + R_S)^2}$$

Nella seconda e nella terza formula, I rappresenta l'intensità della corrente alternata che scorre attraverso il circuito costituito dalla sorgente e dal carico.

Una volta noti i valori della tensione fornita dalla sorgente, della resistenza interna di quest'ultima, e di quella del carico applicato, possiamo, con l'aiuto di queste formule, calcolare la quantità di potenza che viene dissipata dal carico.

Tuttavia, possiamo anche fare molto di più: se stabiliamo diversi valori arbitrari per V_S e per R_S, possiamo rappresentare graficamente le variazioni di R_L, in funzione del valore di P. La curva che viene ottenuta con una rappresentazione grafica di questo

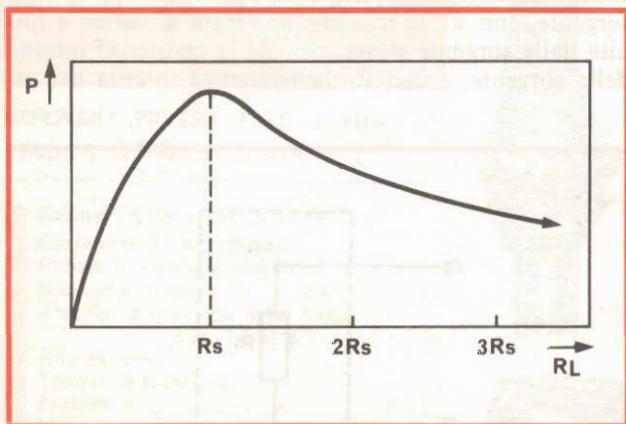



Fig. 4 - Rappresentazione grafica delle relazioni che sussistono tra la potenza dissipata dal carico e la sua resistenza interna (P ed R_L), riferito a valori di R_L espressi in multipli e sottomultipli della resistenza della sorgente R_S. Si nota che il trasferimento di energia, e quindi la potenza dissipata, raggiunge il valore massimo quando la resistenza del carico R_L equivale a quella della sorgente, R_S.

genere è di solito molto simile a quella riprodotta alla **figura 4**.

Da questo grafico possiamo facilmente rilevare che l'entità della potenza trasferita dalla sorgente al carico è massima in prossimità del punto della curva per il quale R_L equivale ad R_S.

Si può anche notare che P raggiunge il suo valore massimo quando R_L è esattamente uguale ad R_S.

In sostanza, il massimo trasferimento di energia tra la sorgente ed il carico si verifica proprio quando la resistenza interna della sorgente equivale a quella del carico ad essa applicato.

ALTRE CONSIDERAZIONI

Nella pratica corrente — tuttavia — le cose non sono esattamente così come le abbiamo prospettate, in quanto il massimo trasferimento di energia può non essere l'unica esigenza esistente. Consideriamo ad esempio il semplice stadio di uscita di bassa frequenza, illustrato nello schemino ridotto alla sua forma più semplice di **figura 5.** Lo scopo del trasformatore T1 consiste — come tutti certamente sanno — nell'adattare l'impedenza di valore piuttosto basso della bobina mobile dell'altoparlante a quella di valore piuttosto alto di uscita tipica del transistore usato per realizzare lo stadio finale.

Partendo dal postulato enunciato in precedenza, riferito cioè al massimo trasferimento di potenza dalla sorgente (in questo caso il transistore) al carico (l'altoparlante), si potrebbe ragionevolmente supporre che la resistenza interna «corretta» del carico dovrebbe essere costituita proprio dalla resistenza di uscita del transistore, ma le cose non sono proprio definibili in questi termini.

In queste circostanze — infatti — il massimo rendimento (vale a dire il massimo trasferimento di potenza dall'amplificatore all'altoparlante) non è l'unica esigenza che sussiste, o almeno non è l'esigenza principale.

Di maggiore importanza è invece la massima potenza che lo stadio di amplificazione può sviluppare senza distorsione eccessiva o apprezzabile, a causa dall'andamento tipico della curva caratteristica di amplificazione, per quanto concerne il rapporto riscontrabile tra la polarizzazione di base e l'ampiezza dei

segnali applicati all'ingresso; quest'ultima infatti può essere troppo piccola per pilotare adeguatamente il transistore, oppure può essere eccessiva, tale cioè da portare il semiconduttore alternativamente in condizioni di interdizione e di saturazione.

In pratica, la resistenza del carico per la quale lo stadio è in grado di funzionare con la massima potenza di uscita, compatibilmente con la minima distorsione, ossia in condizioni di **carico ottimale**, equivale al valore della tensione di alimentazione diviso per l'intensità della corrente di collettore in stato di riposo (vale a dire in assenza di segnale applicato alla base), e non ha quindi alcun rapporto con la resistenza di uscita effettiva di quello stadio.

In caso reale, in genere il carico massimo è più elevato della resistenza di uscita riferita ad un amplificatore di potenza di bassa frequenza, e questo è proprio il motivo per il quale gli amplificatori di bassa frequenza di tipo commerciale, progettati per funzionare con impedenze di carico di 3, 8 oppure 16 Ω, presentano invece impedenze di uscita pari ad una frazione di ohm.

I COMPONENTI REATTIVI

L'impedenza di ingresso o di uscita di un circuito è dovuta alla presenza di componenti reattivi, che si abbinano ad una componente di natura resistiva. Se è possibile, è necessario neutralizzare gli elementi reattivi che fanno parte dell'impedenza interna della sorgente, mediante gli elementi reattivi che fanno invece parte del carico.

In altre parole, una sorgente avente una capacità equivalente in serie deve «vedere» un carico con un'induttanza in serie di valore equivalente, con valori reattivi uguali ma opposti tra loro. In altre parole, la reattanza capacitiva della sorgente deve essere uguale alla reattanza induttiva del carico.

Procedendo in questo modo, la capacità della sorgente e l'induttanza del carico costituiscono un circuito risonante in serie che — teoricamente — presenta un'impedenza dinamica pari a zero (resistenza nulla).

Qualsiasi valore reattivo presente nel circuito costituito dalla sorgente e dal carico risulta quindi indesiderabile, in quanto la sua presenza riduce la massima potenza che può essere fornita dal carico da parte della sorgente.

Un bilanciamento reattivo di questo genere è possibile soltanto nei confronti di un'unica frequenza: per questo motivo, in un circuito funzionante con una larghezza di banda relativamente ampia (come ad esempio un preamplificatore di bassa frequenza) il principio non è certamente attuabile.

Con le radiofrequenze, tuttavia, la larghezza di banda relativa è in genere molto inferiore, ed è quindi di molto più facile rendere gli elementi reattivi della sorgente e del carico di valore tale da neutralizzarsi a vicenda rispetto alle bande di frequenze su cui si desidera ottenere il funzionamento del circuito.

Ad esempio, una delle funzioni del sistema di sintonizzazione dell'antenna in un trasmettitore consiste proprio nel neutralizzare gli elementi reattivi presenti nell'impedenza della stessa antenna.

VALORI RESISTIVI UGUALI NEL CARICO E NELLA SORGENTE

Consideriamo ora un altro caso, nel quale sarebbe meglio trascurare la regola in base alla quale la resistenza del carico deve essere uguale a quella della sorgente di segnale, proprio in quanto il massimo trasferimento di potenza non è né l'unica esigenza, né la più importante.

La **figura 6** rappresenta il circuito equivalente di un microfono a cristallo o di una testina fonografica di tipo ceramico. L'impedenza di uscita di entrambi i tipi di trasduttori citati consiste in un valore resistivo molto alto (normalmente dell'ordine di alcuni Megaohm), disposto in serie ad un piccolo valore capacitivo, generalmente di 200 o 300 pF.

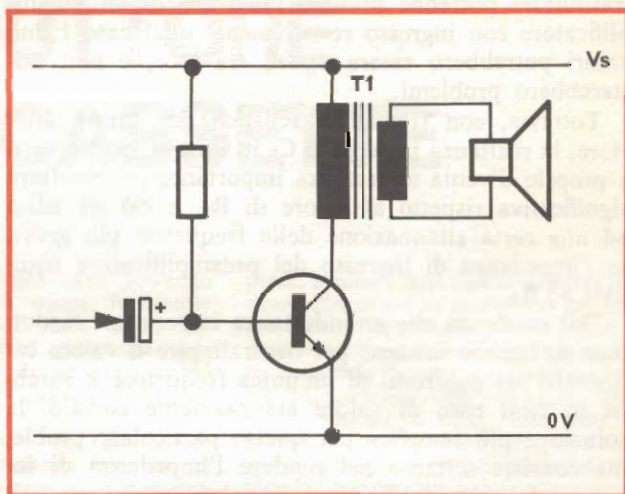



Fig. 5 - Schema semplificato dello stadio di uscita di un amplificatore di bassa frequenza, del tipo impiegante un trasformatore per adattare l'impedenza bassa dell'altoparlante a quella più alta del circuito di collettore del transistore finale.

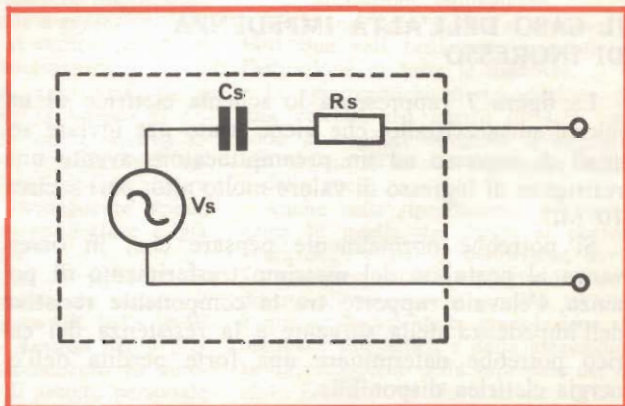
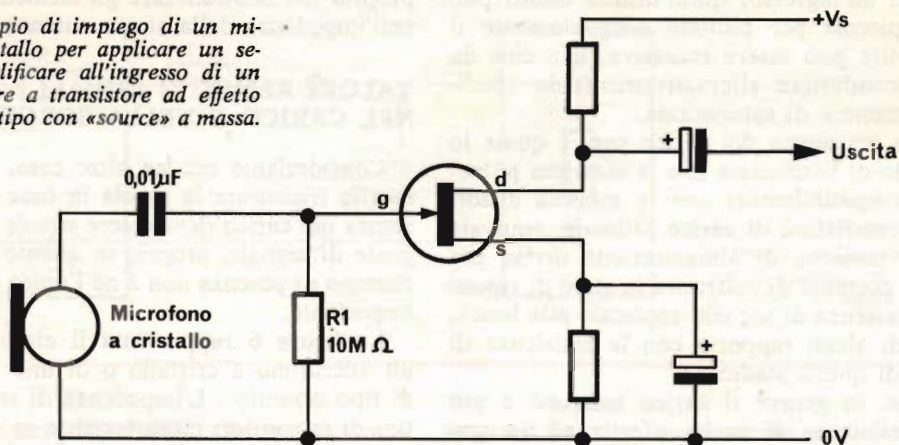



Fig. 6 - Circuito equivalente di un microfono a cristallo o di una testina fonografica di tipo ceramico. C_s rappresenta la componente reattiva, mentre R_s rappresenta la resistenza interna del trasduttore.

Fig. 7 - Esempio di impiego di un microfono a cristallo per applicare un segnale da amplificare all'ingresso di un preamplificatore a transistore ad effetto di campo, del tipo con «source» a massa.

Se l'elemento capacitivo fosse del tutto assente, il trasduttore potrebbe pilotare l'ingresso di un preamplificatore con ingresso resistivo, nel qual caso i due valori potrebbero essere uguali tra loro, e non esisterebbero problemi.

Tuttavia, con frequenze acustiche di valore inferiore, la reattanza in serie di C_S in un trasduttore vero e proprio diventa abbastanza importante per risultare significativa rispetto al valore di R_S, e ciò dà adito ad una certa attenuazione delle frequenze più gravi, se l'impedenza di ingresso del preamplificatore equivale ad R_S.

Dal momento che un'induttanza in serie al trasduttore servirebbe soltanto per neutralizzare il valore capacitivo nei confronti di un'unica frequenza, e sarebbe in ogni caso di valore assurdamente elevato, la soluzione più semplice per questo particolare problema consiste soltanto nel rendere l'impedenza di ingresso del preamplificatore di valore molto alto rispetto ad R_S.

La reattanza di C_S con le frequenze più basse risulterebbe quindi trascurabile rispetto alla resistenza totale del circuito, per cui non si otterrebbe alcuna attenuazione apprezzabile delle stesse frequenze basse.

IL CASO DELL'ALTA IMPEDENZA DI INGRESSO

La **figura 7** rappresenta lo schema elettrico di un microfono a cristallo, che viene usato per inviare segnali di ingresso ad un preamplificatore avente una resistenza di ingresso di valore molto alto, pari a circa 10 MΩ.

Si potrebbe normalmente pensare che, in osservanza al postulato del massimo trasferimento di potenza, l'elevato rapporto tra la componente resistiva dell'impedenza della sorgente e la resistenza del carico potrebbe determinare una forte perdita dell'energia elettrica disponibile.

Ciò è appunto quanto accade, ed è possibile dimostrare che il guadagno di potenza di uno stadio ad effetto di campo con elettrodo «source» a massa (come pure quello di un amplificatore a valvola con catodo a massa) è proporzionale al valore del resistore (R1 nello schema di figura 7), che si trova in parallelo all'ingresso, e che equivale grosso modo all'impedenza di ingresso dello stadio. Di conseguenza, è necessario disporre di una elevata impedenza di ingresso per ottenere un maggior guadagno di potenza, e quindi una maggiore potenza di uscita dallo stadio, come pure per migliorare il responso alle frequenze più basse, esigenza che sussiste appunto in questa particolare applicazione.

LA DIMINUZIONE DELLA POTENZA

Esistono numerosi casi nei quali — come si è detto — il massimo trasferimento di potenza dalla sorgente al carico non rappresenta l'unica esigenza, per cui non è assolutamente necessario che la resistenza interna del carico sia uguale alla resistenza interna della sorgente.

Tuttavia, è sempre opportuno tenere presenti i princìpi fondamentali. In linea di massima, si otterrà lo sviluppo nel carico della massima quantità possibile di energia quando la resistenza di ingresso del carico equivale alla resistenza di uscita della sorgente, e quando — nel contempo — le componenti reattive dell'impedenza della sorgente possono essere neutralizzate dalle componenti reattive di segno opposto, che caratterizzano l'impedenza del carico.

In numerosi casi pratici, l'esatta uguaglianza tra la resistenza della sorgente e quella del carico non è facile da ottenere. Dallo schema teorico di figura 1 si può rilevare che il trasferimento di potenza diminuisce in modo più pronunciato col diminuire della resistenza del carico, di quanto non diminuisca con l'aumentare invece della resistenza del carico stesso.

Di conseguenza — per concludere — se è indispensabile ricorrere ad un compromesso, che consiste in una mancanza di adattamento agli effetti delle impedenze, è chiaramente molto meglio fare in modo che l'impedenza del carico sia maggiore di quella della sorgente, che non ammettere il contrario.

I MONTAGGI REPERIBILI ANCHE IN KIT

Questo apparecchio, grazie ad un preamplificatore incorporato, può essere collegato a qualsiasi autoradio od amplificatore di bassa frequenza. Naturalmente, migliore sarà l'amplificatore di bassa frequenza e migliore sarà la resa complessiva. La costruzione è compatta e di minimo ingombro e la manovra è semplice e pratica.

RIPRODUTTORE PER MUSICASSETTE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	**12 Vc.c.**
Corrente assorbita:	**130-160 mA**
Velocità di scorrimento del nastro:	**4,75 cm/s**
Wow e flutter:	**≤ 0,25%**
Banda passante:	**40-8000 Hz**
Regolazione di velocità motore:	**su basetta stampata pretarata**
Transistori del preamplificatore:	**BC209, 2xBC208B**
Dimensioni:	**115x175x55 mm**

L'Amtron immette nel mercato questo economico ed efficiente riproduttore di nastri, che troverà certamente un grande numero di applicazioni in svariati campi. La presentazione in scatola di montaggio oltre a consentire di realizzare una ulteriore notevole economia nella spesa di acquisto, permetterà di acquisire una conoscenza più profonda del normale circa il sistema di funzionamento dell'apparecchio. Come risultato avremo un arricchimento del bagaglio personale di conoscenze ed un risparmio nelle eventuali riparazioni che dovessero rendersi necessarie durante l'uso: infatti, conoscendo profondamente il modo di funzionamento, un guasto non sarà più un mistero che solo pochi eletti potranno risolvere, ma potrà essere facilmente scoperto e rimediato dallo stesso costruttore. Questo è il principale vantaggio dell'acquisto di un apparecchio in scatola di montaggio, anziché già pronto per l'uso.

Nel caso particolare del riproduttore di musicassette, possiamo farci la seguente domanda: perché solo riproduttore? Chi già possiede un apparecchio registratore completo per musicassette, avrà già fatto una interessante osservazione, cioè che il tempo d'uso come registratore è una percentuale minima rispetto al tempo impiegato nel solo ascolto. Ci sono situazioni nelle quali registrare sul nastro è pressoché impossibile, mentre l'ascolto è utile e rilassante. Una di queste situazioni si verfica quando si è alla guida di un'autovettura.

Il riproduttore di nastri UK 51 è previsto per utilizzare la sezione di potenza di un'autoradio ed il relativo sistema di altoparlanti, con una diminuzione del numero di apparecchiature necessarie e della conseguente spesa, anche perché il preamplificatore è già montato nel giranastri.

Un'altra applicazione del riproduttore di nastri UK 51 è quella che utilizza l'amplificatore di potenza UK 163 - 10 W RMS prodotto dalla Amtron per il preciso scopo del funzionamento su autovettura, sia a scopi di ascolto personale che a scopi di diffusione sonora di messaggi pubblicitari od altro. In questo caso il comunicato estemporaneo si può emettere facendo uso di un microfono, per il quale l'amplificatore è dotato di presa, mentre i testi fissi si possono registrare con calma in studio con un'apparecchiatura opportuna. Questi testi si possono diffondere poi con l'altoparlante, inserendo la cassetta preincisa nell'UK 51. Lo stesso vale per accompagnamenti musicali od altro. Molte altre applicazioni potranno essere trovate da ciascuno secondo le proprie necessità. Anche la grande diffusione commerciale delle musicassette preincise, rende superfluo disporre nel riproduttore del sistema di incisione.

Esaminando le caratteristiche tecniche riportate in testa a questa descrizione, si può rilevare che l'apparecchio è di dimensioni molto ridotte rispetto ad altri di prestazione equivalente.

I comandi sono ridotti al minimo. Infatti due soli tasti sono previsti per l'attuazione di tutte le manovre.

Le caratteristiche di riproduzione, per una velocità del nastro di 4,75 cm/s sono le migliori ottenibili e senz'altro adattissime all'ascolto di musica leggera e della voce.

Anche nella riproduzione del nastro, come in quella dei dischi si possono avere degli effetti di distorsione dovuti a cause meccaniche. L'effetto di fruscio dovuto all'attrito della puntina (WOW) è qui provocato dalla granulazione del materiale magnetico e dalle ineguaglianze microscopiche della superficie del nastro. L'effetto di fluttuazione (FLUTTER) che nei dischi è provocato dall'eccentricità del foro o dalla sua eccessiva larghezza, da una non adeguata pressione ed orientamento della testina, nei registratori a nastro può essere pro-

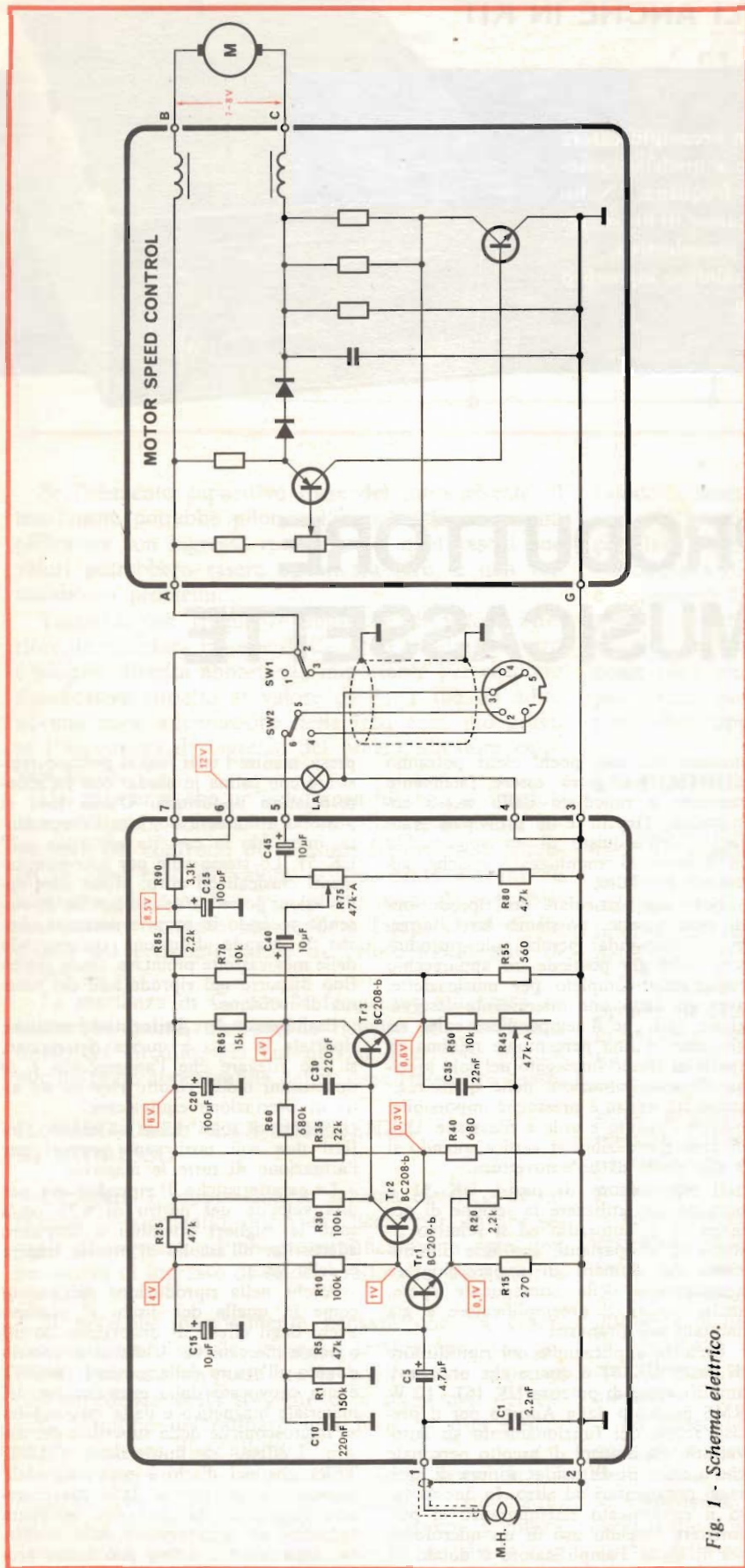



Fig. 1 - Schema elettrico.

vocato da una non costante velocità del motorino e da attriti variabili nel sistema meccanico. Si vede dalla tabella dei dati tecnici che le precentuali di queste due distorsioni sono trascurabili, in quanto il fruscio viene opportunamente filtrato, le parti meccaniche sono lavorate con grande precisione e la regolazione di velocità del motorino è eseguita in modo perfetto da un apposito circuito elettronico.

Per evitare di dover adoperare attrezzature costose, il circuito di regolazione viene fornito premontato e tarato in fabbrica.

DESCRIZIONE DELLO SCHEMA (Fig. 1)

L'elemento d'ingresso del segnale o trasduttore è la testina di lettura M.H., che è collegata all'ingresso dell'amplificatore mediante un cavo schermato. L'uso del cavo schermato, anche per un percorso molto breve, è necessario per non raccogliere disturbi proprio nel punto di massima sensibilità della catena di amplificazione. In parallelo alla testina è disposto il condensatore C1 che cortocircuita a terra le armoniche più elevate e quindi più fastidiose del fruscio, che così vengono eliminate direttamente all'origine.

Attraverso il condensatore elettrolitico il segnale perviene alla base sul primo transistore Tr1, montato fondamentalmente ad emettitore comune. Altri segnali collaborano al pilotaggio di questo transistore sotto forma di controreazioni atte a ridurre le distorsioni ed eliminare i disturbi. Alla base, attraverso i resistori R60 ed R5 perviene un segnale prelevato all'uscita dell'amplificatore. I due resistori formano un partitore e su una parte del segnale prelevato al punto di unione dei due resistori agisce il filtro passabasso formato da R1 e da C10, che manda a massa le componenti a bassa frequenza del segnale, in funzione di filtro antirombo. L'effetto di controreazione che si ha per il fatto che il segnale di uscita è in opposizione di fase con quello di entrata, stabilizza il funzionamento dell'amplificatore, allargandone nel contempo la banda passante. Un altro segnale, prelevato questa volta dall'emettitore di Tr3 viene fatto pervenire all'emettitore di Tr1 dopo essere passato attraverso il filtro passabasso a frequenza variabile formato da R50, R45 (variabile) e C35 ed al resistore di dosaggio R20. Anche questo segnale è in fase con quello che si trova sull'emettitore di Tr1, ed ha l'effetto di variare il punto di lavoro di Tr1 in sincronismo con il segnale audio. Siccome tanto maggiore sarà il segnale nell'emettitore, tanto maggiore dovrà essere il segnale necessario in base per il pilotaggio, avremo anche qui un effetto di controreazione. Siccome tale controreazione sarà variabile per mezzo di R45 per quanto riguarda le frequenze più basse, avremo una maggiore o minore attenuazione di queste frequenze a seconda della posizione del

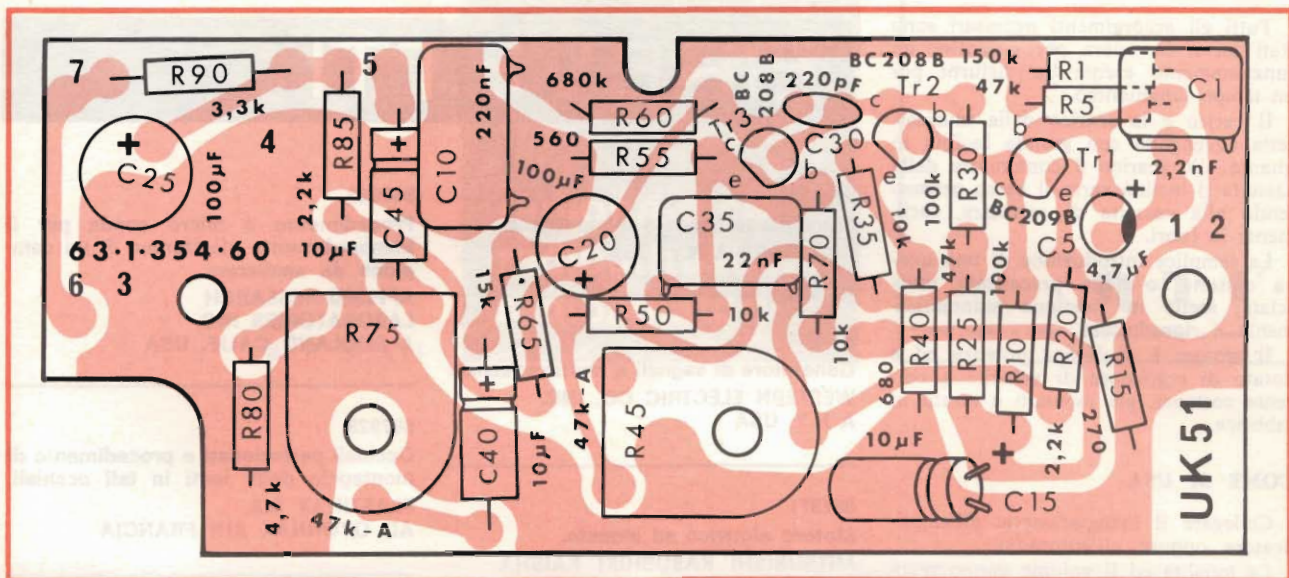



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

potenziometro R45. Questo sistema esegue una regolazione dei toni.

Il segnale amplificato e corretto verrà quindi prelevato al collettore di Tr1 e direttamente portato alla base di Tr2. Questo secondo transistore funziona anche lui ad emettitore comune, e non presenta caratteristiche particolari. Infatti troviamo soltanto gli elementi strettamente necessari al funzionamento dell'amplificatore, il resistore di carico R30, il resistore di polarizzazione R10, il resistore di emettitore R40.

In parallelo alla resistenza di carico ed al transistore troviamo R35 con funzioni di smorzamento. Il resistore R40 non è bypassato verso massa e quindi fornisce un tasso di controreazione che contribuisce alla stabilità ed alla larghezza di banda dello stadio.

Il segnale passa quindi alla base del transistore Tr3. Le funzioni dei prelievi di segnale che avvengono in questo stadio sono state già chiarite in precedenza. L'unico elemento nuovo che troviamo in questo stadio è il condensatore C30 che ha la funzione di stabilizzare l'amplificatore all'estremo più alto della banda, fornendo alla curva di discesa la sua pendenza ottimale, evitando l'entrata in oscillazione per il fenomeno del ritardo di fase.

Il segnale definitivo prelevato dal collettore di Tr3 viene mandato alla presa per l'amplificatore BF attraverso C40, C45, R80 ed R75 ultimo serve a regolare il livello del segnale di uscita.

L'interruttore SW2 interrompe la trasmissione del segnale all'amplificatore finale quando il registratore non funziona.

ALIMENTAZIONE

L'alimentazione viene prelevata attraverso la spina DIN di collegamento ed è quella fornita dalla batteria del veicolo (12 ÷ 14 Vc.c.). L'alimentazione si interrompe per mezzo di SW1 quando il riproduttore non è in funzione. L'amplificatore o l'autoradio devono essere forniti di una presa DIN corrispondente che porti ai contatti i collegamenti necessari. Tale presa è prevista di serie nell'amplificatore UK 163.

La tensione di alimentazione passa attraverso un filtro antidisturbo formato da R85, R90 e C25. La rete formata da R25, C15 e C20 funge da disaccoppiamento tra gli stadi.

La lampada LA si accende quando l'apparecchio è in funzione.

MECCANICA

La parte meccanica, che viene fornita in gran parte già montata dalla fabbrica, per evitare all'autocostruttore di cimentarsi in attività che esulano da quella elettronica, si presenta semplice, compatta ed efficiente.

Fig. 3 - Vista interna del lettöre di cassette.

Tutti gli accorgimenti necessari sono stati messi in opera per garantire un funzionamento esente da disturbi per un tempo lunghissimo.

Il carico e lo scarico della musicassetta avvengono con grande facilità in quanto allo scarico il contenitore della cassetta si inclina verso il basso permettendo alla cassetta di scivolare, facilmente in fuori.

La semplice introduzione di una nuova cassetta, o della precedente rovesciata, mette in funzione automaticamente il riproduttore.

Il motore è di buona potenza ed è dotato di regolatore di velocità a corrente costante, già montato e tarato in fabbrica.

COME SI USA

Collegare il mangiacassette all'amplificatore oppure all'autoradio.

La tonalità ed il volume vanno regolati su questi ultimi. Solo per un ritocco si può far ricorso alle regolazioni semifisse sulla parte posteriore del mangiacassette, usando cacciavite.

Introdurre una cassetta nel riproduttore facendo in modo che la parte dalla quale si intravede il nastro sia rivolta verso il lato destro dove si trovano la lampada spia ed il pulsante. Spingere a fondo la cassetta fino a che la guida, scatti in posizione orizzontale. Si accende a questo punto la lampada spia ed inizia la riproduzione del nastro. Per interrompere il funzionamento della cassetta premere il tasto situato sopra la fessura di passaggio della cassetta medesima.

Il portacassette si inclina così in avanti, la corrente viene interrotta e la cassetta può essere estratta. Nel caso di collegamento ad un'autoradio in questo modo si ripristina l'ascolto delle trasmissioni radiofoniche. Per rintracciare parti di registrazioni che interessano e che si trovano all'interno del nastro si deve premere a fondo il tasto di destra che serve all'avanzamento rapido del nastro fintanto che si ritrova la registrazione che interessa.

Per tornare indietro estrarre la cassetta, capovolgerla e procedere come ai punti precedenti.

Data la notevole semplicità del circuito, non sono necessarie regolazioni di messa a punto. I due trimmer di regolazione di tono e di volume si regolano una volta per tutte al momento della messa in funzione per ottenere la migliore qualità della riproduzione.

Regolare il trimmer del volume per la massima uscita possibile, compatibilmente con la sensibilità dell'amplificatore di potenza, onde ridurre l'effetto di rumore che può essere introdotto dai primi stadi dell'amplificatore collegato.

Questo apparecchio fa parte della produzione AMTRON ed è reperibile in kit con la sigla 51 presso tutti i punti di vendita GBC e i migliori rivenditori.

BREVETTI

867855
Filtro passa banda a microstriscia.
RCA CORP A N.Y. USA

867864
Generatore di segnali a multifrequenza.
WESTERN ELECTRIC CO. INC. A N.Y. USA

867871
Motore elettrico ad innesto.
MITSUBISHI KABUSHIKI KAISHA A CHIYODA KU TOKYO GIAPP.

867882
Amplificatore cascode a circuito integrato.
HITACHI LTD. A CHIYODA KU TOKYO GIAPP.

867888
Circuito per la manipolazione dei segnali televisivi a colori del tipo SECAM.
N.V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN AD EINDHOVEN P.B.

867889
Dispositivo presentatore di immagini comprendente un cinescopio.
PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN AD ENDHOVEN P.B.

867903
Apparecchio fotografico di riproduzione con messa a fuoco automatica.
SOC. V. BOUZARD ET SES FILS A PARIGI

867907
Avvolgimento induttivo con circuito feromagnetico.
VAN DEN BERG LEONARDUS FRANCISCUS A HEMMSTEDE P.B.

867923
Procedimento e micro sonda per il bombardamento elettronico di un campione da analizzare.
APPLIED RESEARCH LABORATORIES INC. A SOULAND CALIF. USA

867928
Occhiali perfezionati e procedimento di montaggio delle lenti in tali occhiali.
PLASTINAX S.A. AD OYONNAX AIN FRANCIA

867941
Contatore a induzione a due dischi e tre elementi motori per circuito trifase a quattro fili.
COMP. DES COMPTEURS A PARIGI

867950
Dispositivo di protezione per sistemi di trasmissione di indicazioni comprendenti trasmettitori e ricevitori sincro.
SPA MICROTECNICA A TORINO

867953
Amplificatore a impedenza negativa.
AET APPLICAZIONI ELETTRO TELEFONICHE A TORINO

867956
Diaframma per catene amplificatrici laser.
COMMISSARIAT A L'ENERGIE ELECTRIQUE ATOMIQUE A PARIGI

867959
Dispositivo proiettore ottico.
MALIFAUD PIERRE A PARIGI

867972
Testa portante per cineprese telecamere e simili apparecchi.
RANFORD LTD A BLISEY SURREY G.B.

Chi desidera copia dei brevetti elencati può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 MILANO - Telefoni 468914 - 486450 - Telex 34456 DAIDE

di P. SOATI

RADIONAUTICA

Elenco aggiornato delle stazioni che effettuano le liste di chiamata e meteomar in VHF

Tali trasmissioni sono effettuate sul canale di lavoro, dopo essere precedute da un breve preavviso sul canale 16.

Liste di chiamata

Il lancio delle liste di chiamata, cioè per avvisare che esiste del traffico giacente per le navi, viene effettuato al 15° minuto di ogni ora dalle ore 0715 alle ore 2015, escluse le stazioni di Porto Cervo e di Messina, che eseguono il lancio delle liste, con le stesse modalità, dalle ore 0715 alle ore 1815 e dalle ore 0815 alle ore 1915.

Bollettini meteomar

Ancona, Bari, Cagliari, Civitavecchia, Genova, Livorno, Napoli, Palermo, Roma, San Remo, Trieste alle ore: 0135, 0735, 1335, 1935.

Augusta, Taranto, Venezia, alle ore: 0150, 0750, 1350, 1950.

Messina, alle ore: 0835, 1335, 1935.

Porto Cervo, alle ore: 0750, 1350.

Ravenna, alle ore: 0750, 1350, 1950.

Qualora le navi da diporto non dispongano del canale corrispondente alla frequenza di lavoro assegnata alla stazione costiera è possibile, previo accordo con la stazione stessa e su basi di non interferenza con le stazioni vicine, effettuare le comunicazioni su uno dei tre canali di lavoro 11, 12 e 13, e nell'impossibilità di usare questi ultimi su un canale qualsiasi ad eccezione dei canali 16, 6 e 8.

ELENCO AGGIORNATO DELLE STAZIONI FRANCESI CHE EFFETTUANO SERVIZIO VHF

Per le abbreviazioni vedere il numero precedente di questa rivista.

Sète (1)	16, 21, 25	CP
Grande Motte	16, 9	OP
Port Saint Louis du Rhone	16, 12	PIL (BP)
Fos (1)	16, 23, 27 Marseille Radio	CP
Port de Bouc (1)	16, 23, 27 Port Bouc Port	CP
	16, 12 0600 ÷ 2000	OP
Martigues (1)	16, 23, 27 Marseille Radio	CP
	16, 12 Martigues Port	OP

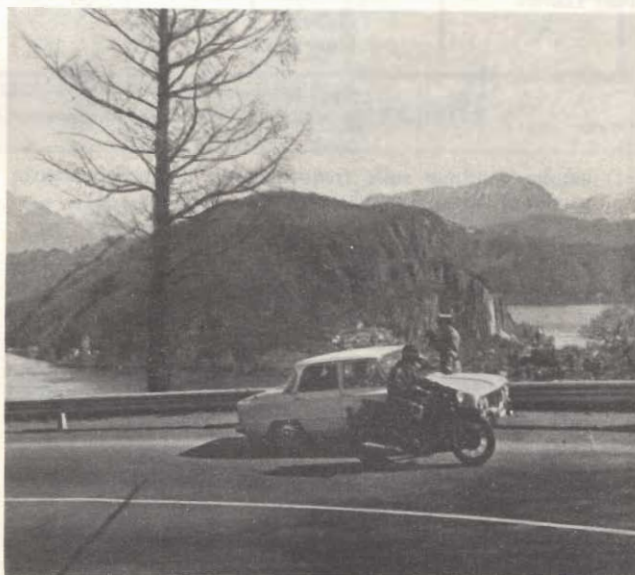



Fig. 1 - Pattuglia motorizzata della Guardia di Finanza, con radiotelefoni per il collegamento con la sala operativa.

Fig. 2 - Immagine televisiva campione usata dalle stazioni TV di Israele (I.B.A., P.O. Box 1082, Gerusalemme).

Marseille (1)	16, 21, 26 Marseille Radio	CP
	16, 12 Marseille Port	OP
	6 Marseille Port	RIM
	8	PIL
Cap Janet	16, 12 Marseille Port	OP
Toulon	16, 12 Toulon Port	OP
	16, 25 Toulon Radio	CP
Saint Raphael	9 Navi lusorie	OP
La Napoule	9 Navi lusorie	OP
Cannes	16, 12 Cannes Port 0700 ÷ 1100 1300 ÷ 1700	OP
Port Gallice	9 Gallice Navi lusorie	OP
Beaulieu sur Mer	9 Navi lusorie	OP
Grasse (1)	16, 21, 5 0600 ÷ 2300	CP

(1) ascolto continuo sulle frequenze per la corrispondenza privata (CP) e non sul canale 16.

STAZIONI VHF DELLA CORSICA

Ajaccio	16, 21, 24	CP
Bastia	24	CP

Fig. 3 - Un viaggetto in gommone è sempre distensivo. Ma basta un guasto al motore ed un improvviso vento di tramontana perché una gita si tramuti presto in una tragedia che però si può sempre evitare mediante l'impiego di un modesto baracchino per CB.

STAZIONI VHF DEL PRINCIPATO DI MONACO

Monaco (1) (2) (3)	16, 23, 25 Monaco Radio con preavviso su canale 16. Lista traffico su canale 23 o 25.	CP
	16, 12	OP-PIL
	23, 25, 26, 27 preavviso su canale 16	INF

(1) per CP, ascolto continuo sul canale della corrispondenza pubblica e non sul canale 16.

(2) Liste traffico alle ore 0703, 0903, 1103, 1303, 1503, 1703, 1903.

(3) INF - diffusione sistematica degli AVURNAVS alle ore 0703 e 2033 sui canali 23 e 25 dopo preavviso su canale 16.

RADIOAMATORI

Prefissi e nominativi

Svizzera - Europa, Zona 14

Ufficio QSL: USKA, HB9NL, Sonnenrain 188 CH, 6233 Bueron, Classe di licenze: 1 = 50 W, 2 = 150 W, 7 = Club.

Abbreviazioni: **AG** = Argau, **AI** = Appenzell Innerhoden, **AR** = Appenzell Ausserhoden, **BE** = Bern, **BL** = Baselland, **BS** = Basel Stadt, **FR** = Freiburg, **GE** = Genève, **GL** = = Glarus, **GR** = Grigioni (Graubuenden), **LU** = Luzern, **NE** = Neuchatel (Neuenburg), **NW** = Nedwalden, **OW** = = Obwalden, **SG** = Saint Gallen, **SH** = Schaffahusen, **SO** = = Solothurn, **SZ** = Schwayz, **TG** = Thurgau, **TI** = Ticino, **UR** = Uri, **VD** = Vaud, **VS** = Valais (Wallis), **ZG** = = Zug, **ZH** = Zuerich.

Radioamatori: **HB4** seguite da uno o due lettere, (stazioni militari).

HB9 seguite da una, due e tre lettere. Il numero 9 può essere rimpiazzato dal numero 1 quando si tratti di stazioni mobili o fuori del domicilio del detentore.

HB 9 MAA ÷ HB 9 MZZ
HBØMAA ÷ HBØMZZ
Stazioni con permesso di emissione sulle sole gamme VHF

HB 9 XAA ÷ HB 9 XZZ
Stazioni mobili portatili appartenenti a stranieri.

Stazioni sperimentali: **HB8** seguite da due lettere

Liechtenstein - Europa, Zona 14

Ufficio QSL: vedere Svizzera

Radioamatori: **HBØ** seguite da una, due o tre lettere.

HBØXAA ÷ HB9XZZ
Stazioni mobili portatili appartenenti a stranieri.

Swaziland - Africa, Zona 38

Radioamatori e stazioni sperimentali: **3D6AA ÷ 3D6ZZ**

Tanzania - Africa, Zona 37

Ufficio QSL: RSGB c/o Arthur Milne, G2MI, 29 Kechill Gons, Hayes, Bromley, Kent, England. BR2 7NH.

Radioamatori: **5H3AA ÷ 5H3ZZ** parte continentale
5H1AA ÷ 5H1ZZ Zanzibar.

Tchad - Africa, Zona 36

QSL: Dirette

Radioamatori e stazioni sperimentali **TT8AA ÷ TT8AZ**

ON4CE

CHC Nr 774/600
SSB Nr 692
OOTC Nr 678

Honorary MEMBER of O S B
CERTIF. of COMMENDATION
CHAPTER 55
MEMBER AHC
MEMBER CAL NAHC
MEMBER WESTHOEK UBA

DXCC - USCHA - WAC 10 15 20 MET - WAC QRP - WPX WORLD - WPX EUR - ALASKA CANADA NEBRASKA - CAL CTY - CAL double - NAHC - CARDINAL - CCC - CHC WPX - CHC 400 - CHC ISSB - QRP WPX - CHC WAC - CHC WAZ - COLONIAL - COLORADO - CRCA - ESSEX CTY - FLORIDA Cit - FLA ORANGE - INDIAN US CY - LAKE ERIE - W NYC - NEBSA - NECA - NECCA - NELA - OHIO GREAT LAKES - SSB GOLDEN SEXTANT - NORTH STAR - KNA - OLYMPUS - QCWA - SEALS USA - TCA - TEXAS HIST - LONGHORN - TWCA - UN NATIONS - US AZ - VA LARGE CITIES - WABC - WACC - WAMS - WAP - WAPUS - WARA - WAWC - WAZ DX - WECC - WWCNY - WNYC LI - W W VIRGINIA - WZ4 - ANTARTICO - CCC - St LAURENCE SEAWAY - TWIN CITIES - CYPRUS - DL5 - ATLANTIC OCEAN - BALTIC SEA - CROSS Aw - NSA - O 16 - RIVER R - WABI - WAE - WAE CHC - WAG - WGD - WGLC - WXBR - W 2 0 - 25 X 4 - DLD 200 - WADM - DMCA - SOP - WADM - ECCA - ELDA - MERCURY - OCKENDEN - A-UKA - UKMCA - WBC - W BRIT EMPIRE - WEST MERCIA - WST - G 800 - WAGI - WAGM - BUDAPEST - WHD - TICINO - CHC - CDM - LYBIA - WALA - RSD - AHCH - WAOE - FINMAID - WDT - OH300 - S6S - ZMT - OK300 - BENELUX - MARITIME MOBILE - WOSA - WXBAS - BORNHOLM - VERON 25W - POLAR BEAR - PRONTO - SCANDINAVIA - WASM - WAV - WECC - WLANAC - W SM C - W SM CS - WSPX - WSRA - WURK - ZONE 14 WSPX - 100 SM5 - AC 15Z - PZK - W 21 M - RK6 - 100 U - YO-AD - YOBZ - YODX - YOLC - YO 20 - YO 30 YR - YO 40 X 40 - YO 45P - YO 100 - YU JUB - WAYUR - ZAGREB - JA ANIMAL - JD X LC - JA LRA - QRA - JA SWL 10 - TWINS - WFEDXP - WJSGC - WTA - WWAC - JA 10 X 20 X 10 (FIRST EUR)

TO RADIO	DATE	TIME	BAND		RST
i2 SOj	25 Oct 1973	17-28	14 MC/S	CW	599

LICENSED 1959 - SWL since 1912 - FIRST 2 WAY contact Feb 1917 -
MY AGE 84/85 YEARS - I will appreciate ur CARD VIA UBA BOX 634 BRUSSELS dr PIERO

Fig. 4 - Non c'è che dire ON4CE, Gene Rosseel è un OM titolato ed in ottima salute. La sua QSL afferma che nel 1973 aveva 85 anni. SWL dal 1912 eseguì il primo collegamento bilaterale nel febbraio 1917. Le citazioni continuano anche nel retro della QSL. A risentirci all'anno 2000 caro ON4CE!

NOTIZIE PER SWL

Stazioni gamma 3200 ÷ 3400 kHz, gamma 90 m, udibili in Italia in DX, (seguito)

3270 kHz, R. Cosmopolita, HCEJ6, Ambato Ecuador,
3275 kHz, R. Mara, YVMC, R. Mara, Maracibo Venezuela
3280 kHz, Tena, HCVN7, Ecuador.
3306 kHz, Gwelo, Rhodesian Broadc, Rhodesia.
3315 kHz, Bhopal, All India Radio, India.
3325 kHz, Maturin, Radio Monagas, Venezuela.
3345 kHz, Cap Haitien, 4VEH, Haiti.
3345 kHz, Call of the Orient, DZB2, Philippine.
3345 kHz, Lusaja, Zambia.
3350 kHz, Ejura, Ghana.
3355 kHz, Valencia, Venezuela.
3365 kHz, Santiago, Radil Exitos, HIRL, Rep. Domenicana.
3370 kHz, Accra, Ghana.
3375 kHz, Luanda, Emisora Oficial, Angola.
3380 kHz, Jocatan, Radio Chartis, Guatemala.
3385 kHz, Rabaul, Isole New Britain.
3385 kHz, Barcelona, Venezuela.
3395 kHz, Kaduna, Nigeria.
3400 kHz, Fukien, Cina.
3400 kHz, Purwokerto, Indonesia.

STAZIONI AD ONDA MEDIA UDITE NELLE ORE NOTTURNE IN DX IN ITALIA

1280 kHz, Rio de Janeiro, Brasile, (Radio Tupi).
1070 kHz, Buenos Aires, Argentina, (Radio el Mundo)
930 kHz, Saint John, Terranova.
950 kHz, Sydney, Nuova Scozia
710 kHz, New York (WOR)
660 kHz, New York (WNBC)
1010 kHz, New York
1030 kHz, Boston
940 kHz, Rio de Janeiro, Radio Jornal, Brasile

TRASMETTITORI TELEVISIVI ITALIANI CHE TRASMETTONO SUL CANALE «A»

Viene indicato il nome del trasmettitore, seguito dalla polarizzazione (O = orizzontale, V = verticale) e dalle coordinate geografiche.

Monte Caccia, O, 16° 13' E, 41° 01' N. **Monte Camarata,** O, 13° 36' E, 37° 37' N. **Monte Nerone,** O, 12° 31' E, 43° 33' N. **Trieste Muggia,** V, 13° 44' E, 45° 36' N. **Paterno Calabro,** V, 16° 15' E, 39° 13' N. **Val Venosta,** O, 11° 06' E, 46° 38' N. **Val Malenco,** O, 09° 52' E, 46° 11' N. **Tirano,** O, 10° 05' E, 46° 10' N. **Valdaora,** O, 12° 02' E, 46° 45' N. **Monte San Nicolao,** V, 09° 36' E, 44° 18' N. **Monte Scavo,** V, 16° 36' E, 38° 54' N. **Monte Spineto,** O, 08° 53' E, 44° 43' N. **Pieve di Cadore,** (canale A/E), O, **Fornovo di Taro,** V, 10° 05' E, 44° 39' N. **Oulx,** O, 06° 49' E, 45° 02' N. **Artena,** V, 12° 55' E, 41° 45' N. **Val Taverone,** O, 10° 05' E, 44° 17' N. **Anversa degli Abruzzi,** O, 13° 49' E, 41° 59' N. **Zendri,** V, 11° 07' E, 45° 46' N. **San Pier Niceto,** V, 15° 20' E, 38° 10' N. **Ottone,** O, 09° 18' E, 44° 38' N. **Sarentino,** O, 11° 21' E, 46° 39' N. **Vattaro,** O/V, 11° 12' E, 45° 59' N. **Antillo,** V, 15° 16' E, 37° 56' N. **Amaseno,** O, 13° 16' E, 41° 29' N. **Campodimele,** V, 13° 32' E, 41° 24' N. **Castelli,** V, 13° 42' E, 42° 30' N. **Monteferrante,** O, 14° 23' E, 41° 57' N. **Pietrasanta,** O, 10° 13' E, 45° 57' N. **Pratella,** V, 14° 12' E, 41° 25' N. **Ossimo,** O, 10° 13' E, 45° 57' N. **Piazza al Serchio,** V, 10° 17' E, 44° 10' N. **Pigra,** O, 09° 08' E, 45° 37' N. **Londa,** O, 11° 33' E, 43° 53' N. **Aqui Terme,** V, 10° 08' E, 44° 10' N. **Garessio,** V, 08° 00' E, 44° 14' N. **San Benedetto in Perillis,** V, 13° 46' E, 42° 11' N.

Frequenze del canale A: 53.75 MHz / 59.25 MHz.

DOVE INVIARE I RAPPORTI DI ASCOLTO

I rapporti di ascolto e le richieste degli orari di trasmissione delle stazioni radiofoniche estere dovranno essere inviati ai seguenti indirizzi:

Albania - RTA, Ismail Quemai, Tirana e direttamente a radio Kukesi, Korça, Gjirokastra, Shkodra.

Andorra - Radio Andorra, Postal Box, 1 Andorra.

Austria - ORF, P.O. Box 700, A-1041 Wien.

Belgio - R.T.B. - Place Eugéne Flagey 18, B-1050 Bruxelles, oppure P.B. 26.

Bulgaria - Radio Sofia, Sofia.

Cipro - Cyprus Broadc. Corp. P.O. Box 1824 Nicosia. Radio Bayrak (Stazione turca) Ataturk Square, Nicosia.

Cecoslovacchia - Ceskoslovensky Rozhlas, Vinohradska, 12 Praha 2.

Danimarca - Radio Denmark, RosenØrnsalle 22, Copenhagen.

Finlandia - Oy Yleisradio, Kesäkatu 2, 00260 Helsinki, 26.

Francia - ORTF, Av. Pres. Kennedy, 116 Paris 16ème.

(segue)

CODICE Z PER RTTY E RADIOCOMUNICAZIONI (seguito)

ZRA Nastro del trasmettitore automatico invertito (reversed auto tape).

ZRB Il vostro segnale in relè è cattivo. Verificate il segnale in arrivo. (your relayed signal is bad; please adjust your received signal).

ZRC Potete ricevere in codice? (can you receive in code?).

ZRK Manipolazione invertita (reversed keying).

ZRL Ripetete il nastro che precede quello che passa attualmente (re-run slip before one now running).

ZRM Vi preghiamo sopprimere la modulazione che arriva da... (please remove modulation from...).

ZRN Nota impura (rough note).

ZRO La vostra ricezione è buona? (are you receiving OK?).

ZRR Trasmettete delle inversioni (run reversals).

ZRS Trasmettete nuovamente il messaggio n°... — può seguire un segnale che indica una anomalia come ZEG 1-5, ZPA, ZPC ecc. (re-run message n°... may be followed by signal to indicate type of failure).

ZRT Riprendete il traffico (revert to traffic).

ZRY Trasmettete un nastro di prova (run test slip, please).

ZSF Trasmettete più velocemente (send faster).

ZSH Forti parassiti atmosferici (static heavy here).

ZSI/x Vi preghiamo darci l'intensità dei segnali di... — in microvolt all'ingresso del ricevitore (please furnish signal intensity — microvolts input to receiver — of...).

ZSM/x L'intensità dei segnali è di... microvolt all'ingresso del ricevitore (microvolts input to receiver is...).

ZSN Vi preghiamo di osservare e trasmettere in codice SINPO rapporto su... — nominativo di chiamata e frequenza — (please observe and furnish SINPO code reports on... — calls letter and frequency).

ZSO Trasmettete i nastri una sola volta (transmit slips once).

ZSR I vostri segnali sono forti e leggibili (our signals strong readable).

ZSS Trasmettete più lentamente (send lower).

ZST Trasmettete due volte il nastro (transmit slips twice).

ZSU I vostri segnali sono illeggibili (your signals are unreadable).

ZSX La vostra velocità varia (your speed varying).

ZTA Trasmettete con l'automatico (transmit by auto).

ZTH Trasmettete a mano (transmit by hand).

ZTI Trasmissione interrotta provvisoriamente (transmission temporarily interrupted).

ZUA Da noi le condizioni non permettono l'uso dell'ondulatore o del registratore automatico (our conditions unsuitable for ondulator or automatic recording).

ZUB Non abbiamo potuto interrompervi (we have been unable to break you).

ZUC Non possiamo continuare; lo faremo a... (unable to comply. Will do so at).

Fig. 5 - Suddivisione in zone e nominativi dell'Europa occidentale e parte del Nord Africa.

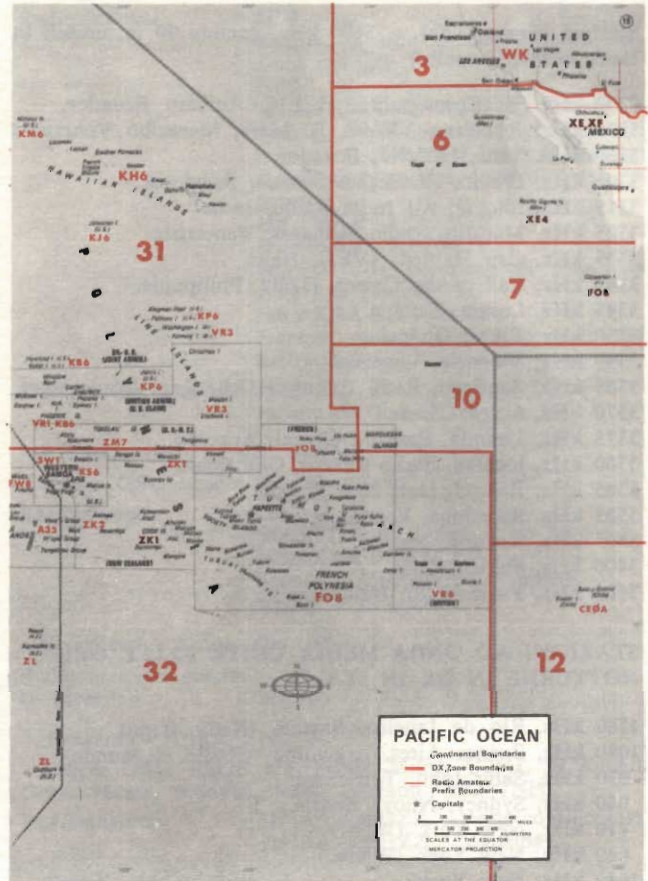



Fig. 6 - Suddivisione in zone e nominativi degli arcipelaghi dell'Oceano Pacifico.

Fig. 7 - Nel 1896 a Salisbury Plain, G. Marconi dà una dimostrazione pratica di T.S.F. davanti a ufficiali e funzionari del Post Office Britannico. Da un dipinto dell'epoca di Steven Spurrier.

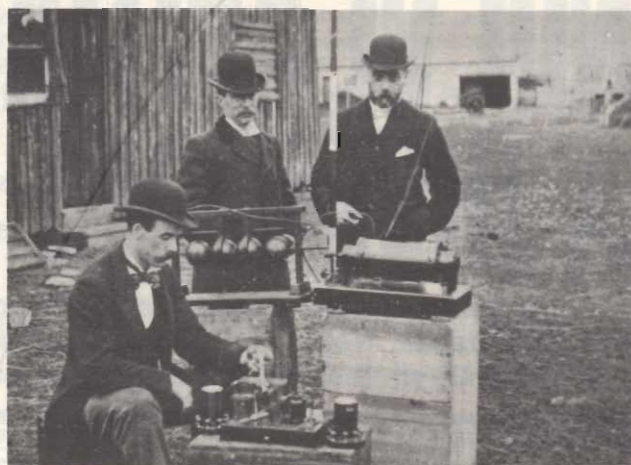



Fig. 8 - Una eccezionale fotografia del primo collegamento radio al di sopra del mare nel canale di Bristol. Funzionari del Post Office nel 1879 provano gli apparecchi usati da Marconi per effettuare il collegamento.

ZVB Polarizzazione variable (varying bias).
ZVF I segnali variano in frequenza (signals varying in frequency).
ZVP Vi preghiamo di trasmettere dei V (send V's please).
ZVS I segnali variano d'intensità (signals varying in intensity).
ZWC Qui abbiamo atmosferici (wipers or click here).
ZWO Trasmettete una parola alla volta (send word once).
ZWR I vostri segnali sono deboli ma leggibili (your signals weak but readable).
ZWS/1-5 La lunghezza d'onda (o la frequenza) subisce delle variazioni (wave length - frequency - is swinging).
ZWT Trasmettete due parole per volta (send words twice).
ZYS Quale è la vostra velocità di trasmissione? (what is your speed of transmission?).

PER I FILATELICI - TEMATICA TELECOMUNICAZIONI

Italia

24/1/1938 - **Morte di Guglielmo Marconi,** Rotocalco.
Yv 416, Sc 397, Bol 432 - 20 c, rosa carminio,
nuovo L. 500 usato L. 75
Yv 417, Sc 398, Bol 433 - 50 c, viola,
nuovo L. 300 usato L. 50
Yv 418, Sc 399, Bol 434 - 1,25 L, azzurro,
nuovo L. 1300 usato L. 1000
I tre valori L. 2.000 e 1.100.

24/4/1974 - **Centenario nascita G. Marconi.**
Rotocalco. Carta fluorescente.
Bol 1200 50 L. grigio e verde scuro
nuovo L. 50 usato L. 35
Bol 1201 90 L. policromo
nuovo L. 90 usato L. 50.
Tiratura 1200, 15 milioni, 1201, 8 milioni.

L'ULTIMA THULE DELLA RADIO
(un DX ghiotto — con premio — per i radioamatori)

«Anche l'isola più solitaria del mondo, come è definita l'isola di Pitcairn, figura 6, un blocco di rocce vulcaniche nell'Oceania a tremila miglia di distanza dalla Nuova Zelanda ha oggi una stazione radio. L'isola venne scoperta nel 1767 da Carteret e rimase disabitata fino a quando vi sbarcarono nel 1790 gli ammutinati del Bounty dai quali discendono gli attuali 200 abitanti. Con l'avvento della radiotelegrafia alcuni isolani intraprendenti pensarono di servirsene per rompere il loro isolamento e qualcuno incominciò ad imparare l'alfabeto Morse servendosi di libri e di un tasto avuto in regalo da qualche radiotelegrafista di passaggio. Nel 1921 essi vennero in possesso di un semplice ricevitore a cristallo per mezzo del quale poterono afferrare messaggi relativi a notizie mondiali ed informazioni varie delle navi che passavano in vicinanza dell'isola. Nel 1926 ebbero in regalo un ricevitore Marconi a cristallo tipo 31 da marina. Con un aereo lungo 60 m, sorretto da un solo albero alto 20 m, essi ricevettero messaggi fino a 400 miglia di distanza. In seguito Mc Coy, uno degli abitanti dell'isola, appassionato per la radio, si recò in Nuova Zelanda per prendere il diploma di radiotelegrafista e quindi andò a Londra a visitare le Officine Marconi le quali gli offersero un trasmettitore navale da 1/4 di kilowatt. Questo trasmettitore è già stato trasportato nell'isola dove si fanno delle prove di trasmissione. Esso darà modo a quegli abitanti di comunicare con qualunque nave che passi in prossimità delle coste dell'isola e per mezzo di queste con la Nuova Zelanda e con l'America in caso di necessità.

Gli abitanti di Pitcairn sono circa 200 e fra i pochi stranieri un ingegnere americano che possiede un motore a nafta con il quale darà energia alla nuova stazione».

La suddetta notizia fu pubblicata su una rivista tecnica nell'anno 1928, attualmente gli abitanti dell'isola anziché aumentare sembra siano diminuiti: infatti gli ultimi dati statistici dicono che sono solo 150. A noi risulta che fra essi vi è un radioamatore **VR6TC, Tom Christian,** ai primi due radioamatori, nostri lettori, che confermeranno con QSL un collegamento con tale stazione daremo in premio un abbonamento annuale alla nostra rivista!

Comunicazioni con altri pianeti ed energia atomica

«Il Ministero delle poste inglesi, ha un ufficio speciale per comunicazioni extra-terrestri il cui direttore ha fra l'altro affermato che comunicare con il pianeta Marte diventerà una impresa semplice. Con lo sviluppo della forza motrice dovuto all'inevitabile scoperta dell'energia atomica non ci sarà più alcun motivo che impedisca di comunicare e di viaggiare verso Marte. Inoltre, quando l'energia atomica non sarà più segreta, l'umanità avrà a disposizione una forza enorme che offrirà delle possibilità mai sognate. Abbiamo infatti bisogno di maggiori sorgenti di energia e di forza; i carboni e gli olii minerali non dureranno sempre. L'uso dell'energia degli atomi aprirà vasti e nuovi orizzonti».

Così si esprimeva uno studioso nel 1927 e certamente non avrebbe mai sognato che il primo collaudo di energia atomica lo avrebbero subito Hiroshima e Nagasaki e che nel 1974 il solito vertice dei nove avrebbe lasciato insoluto il problema energetico, rimandando ogni decisione alla scoperta dello sfruttamento dell'energia solare!

CQ-RADIOAMATORI

a cura della sezione ARI di Milano - Coordinatori: I2KH-I2VBC

1979: DATA LONTANA MA TROPPO VICINA

di I2KH Gloriano Rossi

Ma che pasticcio di parole è questo? Forse la stragrande maggioranza di Voi non sa quanto sia giusta ed allarmante questa frase. Mancano quattro anni al nuovo congresso di Ginevra e sono veramente pochi per prepararsi ad un avvenimento di tanta importanza. Noi dobbiamo sistemare le varie cosette in modo che alla vigilia del congresso si possa dire: «ecco, siamo pronti».

Fin d'ora dobbiamo ottenere una modifica dei preconcetti che eventualmente potrà avere chi sarà chiamato a rappresentare l'Italia.

Oggi i radioamatori non si possono definire i più corretti di questa terra, naturalmente nella maggior parte dei casi. Infatti chi volesse ascoltare sulle nostre gamme, ed in particolare in 144 MHz, potrà udire dei QSO non proprio consoni all'attività radiantistica nonché sproloqui ed altre piacevolezze del genere.

Tutto ciò, chiaramente, è controproducente al nostro nome e soprattutto non ci aiuterà quando ci vedremo togliere alcune delle nostre gamme per darle, a parer LORO, a servizi più necessari. E' bene inculcare nella testa della gente che la nostra attività non è puramente hobbystica. Anzi, nulla è più falso: hobby è una definizione completamente sbagliata, perché il nostro è da considerarsi un «SERVIZIO» (ripeto, SERVIZIO) offerto dai radioamatori a tutto il resto dell'umanità, ed un servizio dato dal radioamatore a se stesso per sua istruzione personale.

E' dunque sbagliato pensare che il radiantismo serva solamente per fare QSO, o forse non è giusto dire fare QSO ma è meglio dire «scambiare quattro chiacchiere con gli amici»: SI, in radio, si parla, non si fanno delle ciance; SI, in radio si sperimenta, non si scassano gli apparati mettendo portanti silenziose o modulate con qualche cosa di poco consono al radiantismo; SI, in radio ci si scambia pareri concernenti alla nostra attività, non si giuoca a battaglia navale: SI, in radio.... E ce ne sarebbero ancora tante da dire su ciò che si deve fare e cosa non si può fare in radio.

La sezione di Milano ha incominciato quest'anno un'aspra battaglia contro questi abusi e soprusi della radio, per tenere pulite le nostre frequenze da individui inadatti alla nostra attività; gente che a lasciarla fare, può pregiudicarci un aiuto a quel famoso congresso di Ginevra.

In questi quattro anni dovremo dimostrare di essere degni delle frequenze fino ad oggi assegnateci, ma anche essere in grado di poterne chiedere delle altre.

In nostro intento infatti è quello di raggiungere il 1979 sfatando tutti quei preconcetti che universalmente possono degradare la nostra attività e dimostrando la vera necessità ed utilità del radioamatore.

Per chi vuol fare «CASINO» (e mi dispiace usare un termine come questo, ma è l'unico che esprima il concetto) esistono altri modi: posso suggerire un megafono, la piazza vicina od il telefono, oppure altri sistemi più consoni a delle espressioni che notoriamente si sentono per l'etere.

Chi mi conosce sa (e ne è convinto) che io non ho assolutamente nulla contro la gamma di frequenza denominata Citizen's Band, ma vorrei ribadire il concetto che il CB è un CB e basta, che un radioamatore è un radioamatore e basta: non può, un CB, essere anche un radioamatore e nemmeno, un radioamatore potrà essere un CB.

La Citizen's Band è una gamma usata per il solo uso hobbystico della radio. Gli ottanta metri, i quaranta metri, i venti metri, i quindici metri, i dieci metri, i centoquarantaquattro MHz, i quattrocentotrentadue MHz, i milleduecentonovanta MHz ecc. sono frequenze radioamatoriali adibite cioè al servizio radiantistico, concetto che già prima ho tentato di spiegare.

L'attività CB più volte si resa utile in casi di necessità. Da parte sua, l'attività radiantistica si è resa altrettanto utile in casi di necessità. Il radiantismo e la CB marciano, si può dire, su due strade parallele. Il primo è una grande autostrada, la seconda è una pista per ciclisti (dico ciclisti non per diminuire il concetto). Tutti e due usano veicoli particolari, vagamente simili; però una bicicletta non potrà mai andare sull'autostrada e tantomeno un autovettura potrà passare su una pista per bicicli. Non si può contemporaneamente guidare un'automobile ed un velocipede.

Queste considerazioni sono dedicate a quegli OM che, pur svolgendo un'attività radiantistica, vanno anche in 27 MHz, forse per creare maggior caos o per farsi vedere più grandi rispetto ad altre persone che, umanamente, sono uguali a loro: l'unica differenza che li distingue sta nell'essere più al corrente di certi concetti e problemi tecnici.

Anche costoro, che vogliono tenere un piede in due scarpe, pregiudicano la migliore riuscita del convegno del 1979.

TRASMETTITORE DRAKE T-4XC

di I2WPS

Il trasmettitore DRAKE T-4XC ha una forte rassomiglianza con quelli che lo hanno preceduto (T-4X e T-4XB). Sono state apportate alcune piccole varianti per migliorarne la funzionalità, ma l'apparecchio è fondamentalmente simile al T-4X originale, che cominciò ad esseer prodotto circa nove anni fa e che fu esaminato su QST nel maggio 1966.

Poiché la linea Drake 4 è assai nota, tratteremo solamente delle varianti apportate al modello standard. Sul pannello frontale la differenza più evidente è il quadrante del VFO. I precedenti apparecchi della Drake usavano una graduazione sulla manopola di sintonia per la lettura delle divisioni da 1 kHz. Con un rapporto di 25 kHz per giro, era necessario leggere la frequenza «grossolana» sul quadrante principale, sulla divisione da 25 kHz inferiore più vicina, e quindi aggiungere la lettura effettuata sulla manopola. Ciò presentava qualche inconveniente, e con l'avvento, qualche anno fa, delle bande radiantistiche limitate, per alcuni operatori il selezionare una frequenza di lavoro legale era effettivamente faticoso.

Il nuovo quadrante (in realtà non del tutto nuovo in quanto già utilizzato per un certo numero di anni sul ricevitore programmabile SPR-4) elimina questo problema ma, come ha segnalato un radioamatore tedesco durante le prove del trasmettitore sui 20 metri, ne aggiunge uno nuovo: la parallasse, cioè una variazione della frequenza apparente a seconda dell'angolo sotto il quale si osserva il quadrante.

Tuttavia la maggior parte degli operatori troverà che il nuovo quadrante presenta un sensibile miglioramento rispetto al vecchio.

Le altre varianti apportate al pannello frontale comprendono un leggero cambiamento del disegno (eliminazione della fascia cromata colorata sugli spigoli del pannello), lo spostamento dell'interrutore «acceso-spento» dal controllo di guadagno al commutatore «mode-switch», e l'installazione di uno zoccolo per quarzo «frequenza fissa» con compensatore di accordo regolabile a cacciavite.

L'utilità di questa funzione è alquanto limitata, specialmente tenendo conto dell'eccellente stabilità del VFO, documentata nell'esame effetuato il meso scorso sull'R-4C.

Il pannello posteriore è irriconoscibile rispetto a quello dei precedenti trasmettitori Drake. Mentre nei modelli precedenti la parete posteriore del telaio era «il pannello», ora essa ha l'aspetto (ma sfortunatamente non l'effetto) di una chiusura completamente schermata. Il vero scopo dell'ampliamento del pannello posteriore è quello di poter alloggiare i comandi «VOX», la presa microfono (spostata da un'infelice sistemazione laterale) e la presa per il tasto manipolatore. Vi sono prese fono per i cavi di collegamento con qualsiasi ricevitore della serie R-4, e per lo spostamento dell'oscillatore della portante nel funzionamento fsk.

Vi sono fori supplementari previsti per poter modificare il trasmettitore per l'impiego di un convertitore uhf, ma il manuale di istruzione non porta nessun accenno alla modifica. E' invece descritta l'installazione di una presa fono in uno degli altri fori disponibili. Questa modifica, se eseguita correttamente, mantiene valida la garanzia di 90 giorni.

La differenza più evidente nel circuito del T-4XC, rispetto ai modelli precedenti, è che il numero delle valvole è stato ridotto da 11 a 10, sostituendo la valvola dell'oscillatore della portante con un circuito a stato solido. Le implicazioni di questa modifica sono state discusse nell'esame effettuato recentemente sull'R-4C e sembra che questa variante sia stata apportata durante il processo di compatibilizzazione del trasmettitore col nuovo ricevitore.

Non ne risulta alcuna modifica nel funzionamento del trasmettitore da solo, benché sia stata eliminata la necessità di allineare l'unità accoppiata, per il funzionamento come ricetrasmettitore in SSB.

Tutti gli oscillatori (eccettuato il funziamento a frequenza fissa dove la 6EJE premescolatrice funziona come oscillatore) sono ora a stato solido, e quattro delle valvole restanti lavorano in circuiti audio o di regolazione in continua.

Tutte le tensioni di funzionamento (vedere la tabella della caratteristiche) per l'utilizzazione del T-4XC in installazioni fisse sono ottenibili dall'alimentatore AC4 o dal precedente AC3. Questi alimentatori possono venir predisposti per tensioni di rete di 120 o 240 V, 50 o 60 Hz. Per il funzionamento a 12 V, l'alimentatore DC-4 non solo fornisce le tensioni necessarie per il T-4XC, ma genera anche i 115 V alternati per il ricevitore.

Per quanto riguarda la facilità di funzionamento il T-4XC rappresenta un miglioramento rispetto ai modelli precedenti, per quanto l'apprezzamento della entità di questo miglioramento dipenda dall'operatore.

Il comando di guadagno VOX nei precedenti trasmettitori era accoppiato col controllo guadagno microfono/livello portate, rendendo impossibile la regolazione separata dei due comandi. Tutti i comandi VOX, compreso il controllo separato del ritardo per fonia e cw, sono ora sistemati sul pannello posteriore e sono del tipo a predisposizione, il che facilita la regolazione della potenza d'uscita del trasmettitore. Il controllo del guadagno è accoppiato con un interruttore push-pull per la commutazione da VOX a microfono con interruttore.

Un avvertimento: per il funzionamento cw l'interruttore deve essere premuto, altrimenti segnali spuri solamen-

TABELLA 1 - Potenza d'uscita e risposte spurie per il DRAKE T-4XC

Frequenza (MHz)	Potenza d'uscita (W) *	Livello della 2ª armonica	Livello della 3ª armonica	Livello delle altre spurie
1,8	100	−32	−48	−42
3,5	115	−32	−44	−45
7,0	110	−36	−44	−40
14,0	118	−35	−42	−48
21,0	98	−42	−55	−32
28,5	105	−38	−48	−40

* Misure effettuate con 200 W d'ingresso, CW

Le misure della potenza d'uscita radiofrequenza sono state rilevate su carico non induttivo di 50 Ω, usando uno strumento Bird-Thruline. I dati relativi alle armoniche ed alle spurie sono stati rilevati utilizzando un analizzatore di spettro Hewlett-Packard.

TABELLA 2 Caratteristiche tecniche

Copertura di frequenza: 3,5 - 4,0; 7,0 - 7,5; 14,0 - 14,5; 21,0 - 21,5; 28,5 - 29,0 MHz, standard: possibilità di estensione con 4 bande da 500 kHz, escluso 2,3 - 3,0; 5,0 - 6,0; 10,5 - 12,0 MHz*
Potenza d'ingresso: 200 W PEP, in SSB ed AM; 200 W in CW
Soppressione della portante in SSB: nominale 60 dB o migliore, misurata oltre 70 dB*
Soppressione della banda laterale indesiderata: 60 dB o migliore*
Risposta in frequenza, SSB: 325 - 2725 Hz a — 3 dB
Calibrazione quadrante: div. 1 kHz*
Precisione della calibrazione: migliore di 1 kHz se calibrato sul punto a 100 kHz più vicino*
Uscite spurie: migliori di — 50 dB eccetto che per quanto spiegato nel testo*
Valvole dell'aplificatore di potenza: due 6JB6A in parallelo
Funzioni dello strumento: corrente catodica dell'amplificatore di potenza, potenza d'uscita RF relativa
Dimensioni (alt., largh., prof.): 5-1/2 x 10-3/4 x 11-5·8 pollici
Peso: 14 libbre e 10 once*
Alimentazione: 650 V c.c., 250 mA medi, 330 mA massimi; 250 V c.c., 120 mA; polarizzazione regolabile da — 45 a — 65 V c.c.; 12,6 V c.c. o c.a., 3 A. Tensioni fornibili dagli alimentatori esterni tipo AC-4 o DC-4
Costruttore: R.L. Drake Company, Miamisburg, Ohio - 45342

*** Misure effettuate nel laboratorio dell'ARRL**

te 40 dB sotto a quello desiderato vengono irradiati a distanza di circa 1 kHz, generando possibili interferenze su altre stazioni vicine in frequenza.

I segnali spuri possono attirare l'attenzione dell'FCC se il trasmettitore viene utilizzato vicino ai limiti di una banda, o se il controllo dell'FCC decide che l'uscita è realmente di tipo A2 anziché di tipo A1.

Questa condizione è oggi abbastanza comune nelle bande CW.

Tutti i segnali spuri in banda sono almeno 50 dB sotto, con due eccezioni: i segnali spuri menzionati prima e segnali sui 10 metri distanti circa 200 kHz dalla frequenza di funzionamento (entrambi — 40 dB). Questi segnali sono stati misurati col trasmettitore funzionante con potenza d'ingresso nominale di 200 W. L'uscita cresceva facendo funzionare il trasmettitore con potenza d'ingresso maggiore ma i segnali spuri aumentavano notevolmente, specialmente nella banda televisiva VHF. A buon intenditore poche parole!

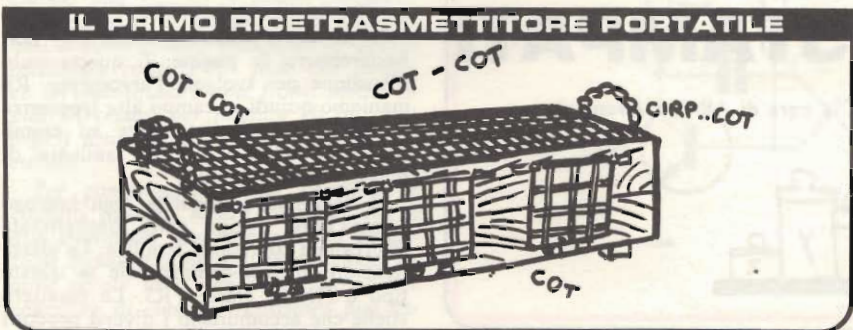
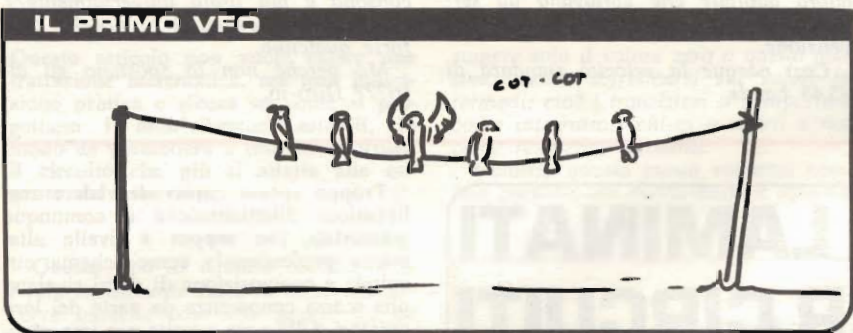
Attualmente, nel mercato delle apparecchiature alta frequenza commerciali per radioamatori, preferiscono tutti la vendita di sistemi; infatti il fabbricante non vende tanti trasmettitori o ricevitori separati, quanti «blocchi» di una, due o tre unità che fungono da ricevitore, trasmettitore ed alimentatore per il trasmettitore. I ricetrasmettitori sono popolari, ma il sistema delle unità separate è tuttora assai valido per questi apparecchi.

Ad esempio, lavorando con OSCAR 6 è necessario essere in grado di ricevere il satellite sui 10 metri e contemporaneamente di trasmettere sui 2 metri. Questo risulta alquanto difficile se la nostra stazione è composta da un ricetrasmettitore alta frequenza con convertitore per la trasmissione!

Se la vòstra decisione è per trasmettitore e ricevitore separati, quasi certamente li potrete ottenere entrambi dal medesimo costruttore, e la vostra scelta dell'apparecchiatura dipenderà probabilmente più dal ricevitore che dal trasmettitore. Se le vostre necessità comprendono la copertura dei 160 m e la previsione di copertura di bande accessorie sia col ricevitore che col trasmettitore, è probabile che la vostra stazione sia stata studiata e costruita a Miamisburg, Ohio.

IL PRIMO VFO

IL PRIMO RICETRASMETTITORE PORTATILE

LA PRIMA ANTENNA

C'ERA UNA VOLTA ... LA RTTY

di I2KH Gloriano Rossi

Nuova RTTY

Ma c'è anche adesso, dirà forse qualcuno. E' vero, la telescrivente è sempre viva, vegeta ed aggiornata. Ma è proprio questa ultima parola la causa di queste righe che trattano di un argomento vecchio e nuovo nel medesimo tempo.

Ormai da tempo i telescriventisti italiani e mondiali sentivano la necessità di una macchina silenziosa per eccellenza, ma erano sempre legati ad un motore ad una infinità di leve ed ingranaggi che inevitabilmente un po' di rumore producevano sempre.

Forse ispirati dai terminali video dei computers o elaboratori elettronici (IBM - HONEYWELL) si è cercato di modificare i circuiti meccanici in circuiti elettronici.

Questi ultimi permettono la silenziosità della ricezione dei messaggi in telescrivente, ma anche la versatilità della ricezione stessa.

Infatti, dalla preistoria dell'RTTY fino a ieri la velocità di ricezione era legata ai giri che il motore poteva fare; oggi con il sistema a circuito a stato solido è possibile passare, ad esempio, da 50 Bauds a 100 Bauds in un batter d'occhio, solo premendo un bottone oppure spostando di posizione il commutatore adeguato.

Esiste un solo rimpianto per i telescriventisti nostalgici della vecchia RTTY meccanica, rimpianto a parer mio ingiustificato rispetto al progresso raggiunto.

La remora a questo tipo nuovo di macchina è infatti costituito dalla carta: non esiste più quel bellissimo rotolo che noi ponevamo nell'apposito alloggiamento dietro la nostra RTTY; al suo posto, in sostituzione del rotolo e dei chilometri di carta vaganti per la stazione abbiamo una visualizzazione su schermo televisivo completa di tutti i caratteri alfanumerici, di quelli di interpunizione e di quelli speciali.

Il progresso non si arresta, e la carta dei messaggi telex scomparirà prima o poi. Per la documentazione dei QSO fatti o delle singole ricezioni effettuate si faranno registrazioni sulle comuni «nastro-cassette», quindi cambierà, migliorando, anche il sistema di archiviazione.

Velocità

Un giorno, non so per quale motivo specifico, mi sono chiesto la ragione per la quale una parte (probabilmente esigua) dei telescriventisti mondiali usi ancora la velocità di 45,45 Bauds e non quella più consona dei 50 Bauds come la maggior parte dei moderni RTTYrs e come la grande maggioranza delle stazioni commerciali, vedi ad esempio ANSA oppure la TASS nonché l'AP oppure la REUTER.

Poco dopo la nascita della telescrivente si pensò di standardizzare le velocità allora adottate che variavano da servizio a servizio ed unificarle per convenzione.

Così nacque la velocità standard di 45,45 bauds.

Ma con il passar del tempo, ed in particolare in Europa, si tese a modificare la suddetta velocità con quella oggi uniformemente adottata di 50 bauds.

I radioamatori che si appassionano della telescrivente hanno sul mercato macchine sorpassate, cioè vecchie come concetto costruttivo, ma ideali per lo scopo radiantistico soprattutto per l'esigua pretesa di acquisto.

In passato la macchina per eccellenza era la gloriosa ed efficentissima «TG 7» della Teletype che fu resa SURPLUS dall'esercito americano dopo l'ultima guerra mondiale.

Questo tipo di macchina ebbe un successo strepitoso presso i radioamatori mondiali tanto è vero che ancora oggi è usata e reperibile sul mercato surplus con non più di centomila lire.

La TG 7 è una macchina che è stata tarata per i 45,45 bauds e rarissimi sono stati quei radioamatori che ne hanno modificato la velocità per adeguarla allo standard di 50 bauds: infatti basterebbe solamente aumentare la velocità di rotazione del motore di pochi giri.

Ma la TG 7 ormai è destinata a scomparire ed essere soppiantata dalle «T-2-CN» della Olivetti o da altre marche europee di reperibilità maggiore della vecchia TG 7.

Le Olivetti sono le macchine notoriamente usate dalle agenzie di stampa nonchè dalle ditte private abbonate alla rete TELEX. Le Olivetti sono macchine riconosciute valide anche dalla IBM od HONEYWELL quali terminali di un centro elaborazioni dati. Perchè allora anche i radioamatori, in special modo quelli italiani, non si adeguano a questo tipo di standard più nuovo, più consono e più usato universalmente??

Ma basta spostare il fasatore!!! dirà forse qualcuno.

Ma perché non lo spostano gli altri??? Dirò io.

LAMINATI PER CIRCUITI STAMPATI

a cura di Alberto Avanzini

Troppo spesso capita di vedere realizzazioni dilettantistiche o comunque amatoriali, che seppur a livello altamente professionale come schema circuitale e composizione di pezzi rivelano una scarsa conoscenza da parte dei loro creatori della cosa a volte più importante, cioè i materiali isolanti di supporto con o senza strato di rame.

Il settore è talmente vasto che non basterebbero le pagine di questa pubblicazione per svolgere l'argomento. Rimaniamo quindi in campo alta frequenza e passiamo immediatamente ad esaminare da vicino i tipi di laminato di maggior affidamento.

Il laminato «vulgaris» ogni-impiego è senz'altro il tipo carta bachelizzata impregnata con resina fenolica. La classificazione tecnico-commerciale di questo tipo è XXXP classe FR3. Le caratteristiche che accomunano i diversi prodotti

delle varie case produttrici sono, in breve: piena corrispondenza alle prove NEMA L-1, buona planarità, buona stabilità dimensionale anche dopo prolungate immersioni in soluzioni acide, ottima lavorabilità meccanica avendo cura di preriscaldare il materiale da 45° a 60° C. Queste temperature vanno intese per lavorazioni tipo taglio e fustellatura, anche manuale. Viene impiegato grazie al basso costo per apparecchiature commerciali (televisori, radio OM, ecc.). Per impieghi in alta frequenza è meglio adottare il XXXP in esecuzione monolaminata, cioè da un lato solo, in quanto specie dopo un'intensa manipolazione il fattore di perdita dielettrica pérde i valori ottimali.

Questo laminato è facilmente riconoscibile dal colore tipicamente marrone (fenolo) che può variare dal nocciola al bruno scuro.

Esistono alcune esecuzioni che ostentano un supporto nero, ma per i nostri lavori non adempiono alle caratteristiche minime richieste. Lo spessore dello strato di rame è di 35 micron, mentre lo spessore del supporto varia da 0,8 a 2 mm. Per forare il XXXP sono sufficienti delle normali punte da trapano.

Salendo nella scala dei laminati incontriamo il composto carta bachelizzata e resina epossidica (etossilinica). Questo materiale rientra nella categoria FR4, ostentando un'ottima stabilità dimensionale secondo DIN 40802, una autoestinguibilità alla fiamma libera secondo SE 0 (Underwriter's L.) contro *il XXXP che vanta solo SE 1. Inoltre la* composizione cristallina della carica epossidica limita il logorio superficiale che spesso in laminati meno efficienti provoca il distaccamento della pista di rame. Questo «Epoxy» si lascia tranciare e forare a freddo, inoltre teme molto meno di altri laminati i bagni in soluzioni acide. Il colore tipico di questo tipo è bianco avorio, a volte tendente al giallino, comunque assolutamente non *traslucente*. Gli spessori sono identici agli altri laminati. La resa agli effetti pratici , sfrondati dai sofismi tecnici, è migliore lavorabilità e affidabilità dielettrica.

IL PRIMO SQUELCH

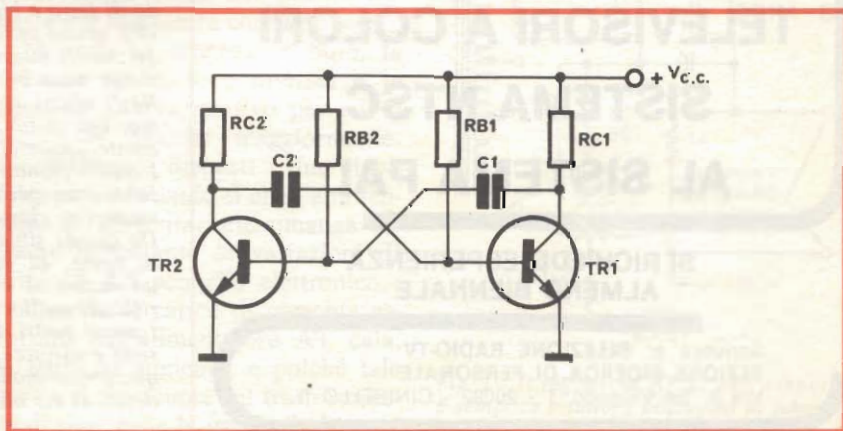
LA PRIMA CUFFIA

COME SI PROGETTA UN MULTIVIBRATORE ASTABILE

di IW 2 AAB, Maurizio Marcovati

Questo articolo non vuole essere una trattazione matematica, ma una indicazione pratica e sicura su come si progettano i multivibratori astabili, in modo da permettere a tutti di costruirsi il circuito che più si adatta alle esigenze del momento.

Questo tipo di circuito oscillatore si rivela molto utile tutte le volte che occorre qualche cosa che generi un segnale a onda quadra di cui non sia richiesta una frequenza molto precisa o altre caratteristiche particolari di stabilità; la caratteristica principale di questo oscillatore consiste nel fatto che produce un'onda quadra con fronti molto ripidi (necessari per pilotare gli integrati logici) senza eccesive complicazioni circuitali.

Per comprendere come funziona il circuito bisogna tenere presente che i due transistori lavorano solo in condizioni di saturazione o di interdizione, in altre parole la corrente che scorre nel collettore di ciascun transistore può assumere solo il valore zero o quello massimo, senza soffermarsi sui valori intermedi; cioè i transistori si comportano come interruttori chiusi o aperti e non come resistenze variabili.

Chiarito questo punto vediamo come può oscillare un multivibratore astabile.

Immaginiamo che il transistore TR1 sia in saturazione (corrente di collettore massima): in queste condizioni è logico pensare che la tensione ai capi di TR1 ($V_{CE\ (SAT)}$) sia minima dato che la maggior parte della V_{cc} cade sulla resistenza RC1; con buona approssimazione si

può dire che il collettore di TR1 è allo stesso potenziale della massa (interruttore chiuso). Immaginiamo sempre che TR2 sia in interdizione, cioè che la corrente che scorre nel suo collettore sia minima (con buona approssimazione la si può ritenere nulla); in queste condizioni tutta la tensione V_{cc} si ritroverà presente ai capi di TR2.

Ma, come si può vedere dallo schema, TR2 non può restare sempre in interdizione perché la resistenza RB2 tende a far circolare una corrente nella base che provoca inevitabilmente il passaggio di una corrente di collettore e che, se il circuito è calcolato bene, tende a portare in saturazione TR2. Ecco quindi che TR2 si satura e tutti i componenti collegati al suo collettore vengono posti a massa; a questo punto entra in scena il condensatore C2 che si era caricato con una tensione quasi uguale a V_{cc} e con il positivo sul lato collegato a TR2. Questo condensatore si trova ora collegato tra la base di TR1 e la massa (attraverso TR2) e, notate bene, il polo negativo della tensione immagazzinata è rivolto verso la base di T1.

Non c'è dubbio che in queste condizioni (una tensione di valore pari a V_{cc} e di segno negativo applicata fra base ed emitter) il transistore TR1 sia interdetto e che, quindi, il suo collettore si trovi al potenziale di V_{cc} permettendo così a C1 di caricarsi, come si era caricato C2 nel ciclo precedente. Questo stato di cose non dura però a lungo; infatti il condensatore C2 si carica attraverso RB1 fino a quando il potenziale esistente sulla base di TR1 non raggiunge un valore tale da riportare in saturazione il transistore stesso. Ecco quindi che il ciclo riprende come prima, con la differenza che le funzioni dei due transistori si sono scambiate; sarà infatti TR2 interdetto e TR1 saturato.

A questo punto rimane da stabilire come varia la frequenza al variare dei componenti del circuito.

Dallo studio delle funzioni di carica dei condensatori si è visto che le commutazioni avvengono dopo un tempo T

$$T = 0.69 \times R_B \times C$$

e, quindi ogni oscillazione si compie in un tempo T'

$$T' = 1.38 \times R_B \times C$$

di conseguenza la frequenza di oscillazione sarà

$$f = \frac{1}{1.38 \times R_B \times C}$$

Per il calcolo completo del multivibratore si deve tenere presente che nell'uso delle formule in figura vanno utilizzati i dati forniti dalla casa costruttrice dei transistori (I_c; h_{FE}). Indicativamente, nel caso questi dati non fossero disponibili, si può prendere $I_c = 10$ mA e $h_{FE} = 100$ (h_{FE} è inteso come rapporto tra la corrente di base I_B e quella di collettore I_c).

$$R_c = \frac{V_{cc}}{I_c}; R_B = \frac{V_{cc}}{I_B}; I_B > \frac{I_c}{h_{FE}};$$

$$f = \frac{1}{1.38 \times R_B \times C}$$

DOPPIA FEDELTA' CON I NUOVI NASTRI «CLASSIC» 3M

La nuova linea di nastri magnetici «Classic» della 3M costituisce una innovazione esclusiva nel settore della registrazione magnetica.

Il nastro contenuto nelle cassette «Classic» 3M contiene due strati di ossido magnetico diversi, e cioé ossido di ferro e biossido di cromo. L'ossido di ferro è stato il primo ossido metallico impiegato nella produzione dei nastri magnetici, e resta ancora oggi il più largamente usato in tutto il mondo.

Negli ultimi anni gli si è affiancato il biossido di cromo, una sostanza che possiede caratteristiche maggiormente adatte alle registrazioni ad alta fedeltà.

I nastri prodotti esclusivamente con biossido di cromo forniscono però i migliori risultati soltanto con registratori di classe elevata.

Da questa situazione sono derivati alcuni inconvenienti, come, ad esempio, l'incompatibilità: molto spesso un nastro al cromo registrato su un apparecchio dà risultati mediocri se viene ascoltato su un altro.

I nuovi nastri della linea «Classic», sia bobine che cassette e cartucce «Stereo-8», si possono invece usare con qualunque modello di registratore, anche di classe modesta, di cui migliorano le prestazioni.

Guida alla ricerca e all'eliminazione dei difetti del televisore

di Eugene Cunningham

Originariamente il solo compito dei regolatori di tensione era quello di stabilizzare l'alta tensione per una migliore immagine; ora eliminano anche il pericolo dei raggi X.

I regolatori di tensione sono sempre stati, sin dall'inizio, una parte importante dell'apparecchio televisivo a colori. Ora essi sono espressamente richiesti dalla legge americana, afferma Eugene Cunningham in un suo articolo comparso su Radio Electronics di luglio 1974. I legislatori hanno disposto severe misure sui circuiti che devono essere impiegati allo scopo di evitare alla alta tensione di assumere valori che superino il livello stabilito onde evitare il pericolo di radiazione a raggi X.

Vi sono molti e diversi circuiti di regolazione AT anche se tutti, comunque, svolgono la medesima funzione. Se noi impariamo a conoscerli e prevederne le reazioni, diverrà una cosa semplice eseguire delle prove di funzionalità. Queste confermeranno o negheranno se il regolatore di tensione è causa di difetti AT.

Nella maggior parte dei casi, il modo più rapido di verifica è quello di eliminare il regolatore di tensione: se la tensione ritorna al suo valore originario, significa che il regolatore è funzionante. Secondo la norma il valore si aggira attorno a valori di 30 a 32 kV in assenza di regolatore. La teoria e la matematica relativa ad alcuni di questi circuiti sono alquanto difficili; al contrario le operazioni che nell'articolo vengono suggerite sono veramente semplici.

Illustreremo tutte le azioni e le reazioni che si devono conoscere per poter eseguire la verifica.

REGOLATORI SHUNT

Il primo circuito di regolazione dell'alta tensione, ancora usato in alcuni televisori, è il più semplice: il tipo shunt. Un tubo tipico è correttamente inserito tra l'AT e la massa (fig. 1). L'alta tensione è connessa alla placca mentre la tensione di pilotaggio è collegata alla griglia attraverso un partitore di tensione; il catodo è interessato da una tensione anch'essa positiva. La tensione di pilotaggio è anche la tensione di controllo di questo circuito. Tutti gli alimentatori AT hanno una capacità di corrente limitata che viene divisa tra il tubo RC e lo shunt. Quando lo schermo è molto brillante, il tubo consuma la massima corrente di fascio e in tale occasione l'alta tensione si abbassa e il regolatore consuma meno.

Quando lo schermo è buio, la corrente di fascio è minima e la tensione si alza, motivo per cui il regolatore assorbe maggiormente. Correttamente disposti i due si bilanceranno facendo sì che l'alta tensione di alimentazione rimanga costante nonostante le variazioni di intensità del pennello elettronico.

Quando il carico di corrente assorbito dall'alimentatore AT cala, la tensione aumenta, e poiché tale carico si ripercuote sul trasformatore di riga, tutte le uscite si elevano. Quando la tensione di pilotaggio si eleva (diventando più positiva) la griglia del regolatore AT fa sì che la corrente anodica aumenti caricando maggiormente l'alimentatore con il conseguente calo di tensione AT che si mantiene entro i valori stabiliti.

Questo tipo di regolatore non è però il meglio che si possa avere perché, pur essendo nei limiti dell'accettabilità in quanto non permette alla tensione di variare oltre i ± 500 V, non raggiunge ancora la perfezione consentita da altri tipi.

La normale corrente anodica dei regolatori è veramente piccola: il massimo non supera 1,5 mA; il che è veramente poco. Ma se provate a pensare alla potenza di uscita come 25 kV x 0,001 A = 25 W vi accorgete che si tratta di una rispettabile potenza.

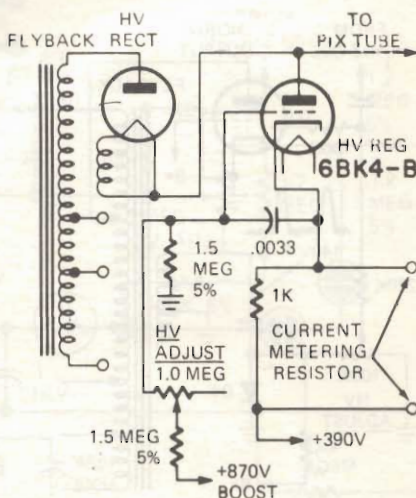



Fig. 1 - Il regolatore AT di tipo «shunt» è semplice e tuttora impiegato in schemi di ricevitori TV.

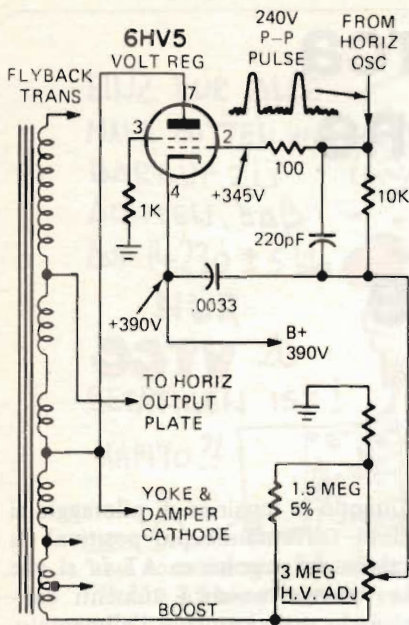



Fig. 2 - Il regolatore di tensione è controllato sugli impulsi dell'oscillatore orizzontale.

REGOLATORE CONTROLLATO A IMPULSI

E' un circuito che ha qualche rassomiglianza col primo, ma non è direttamente connesso all'alta tensione. Infatti la placca del regolatore è collegata ad una presa del trasformatore e perciò a tutti gli effetti si comporta come un carico direttamente connesso. Anche in questo caso è applicata una tensione positiva sia alla griglia che al catodo, come vedesi in fig. 2 che

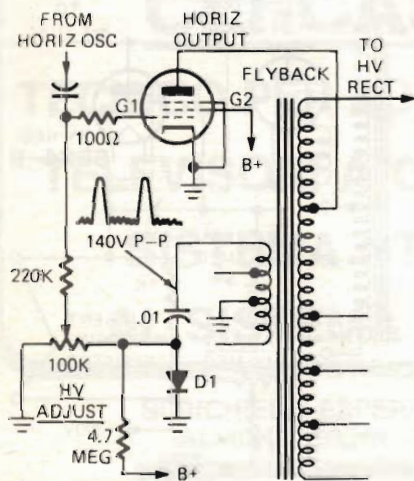



Fig. 3 - L'impulso rettificato varia la polarizzazione del tubo regolando l'alta tensione.

ne illustra un prototipo. Una tensione positiva è collegata al catodo mentre alla griglia va la tensione di pilotaggio tramite un partitore resistivo, e una delle resistenze è variabile onde poter effettuare la taratura del valore di AT.

Gli impulsi di alta tensione provenienti dall'oscillatore orizzontale sono inviati alla griglia controllo del regolatore la cui placca è interessata da analoghi impulsi, in aggiunta alla tensione che è normalmente presente nel trasformatore. Questo tipo di regolatore agisce sulla tensione erogata dal trasformatore, caricandolo più o meno durante il periodo di ritraccia orizzontale (flyback).

Se l'AT sale, un più alto impulso sulla griglia costringe il tubo a caricare il trasformatore (fig. 3); contemporaneamente sale anche il pilotaggio aumentando la polarizzazione positiva di griglia con conseguente ulteriore aumento di corrente nel tubo che in tal modo viene a caricare ancora di più il trasformatore portando la tensione a valori più bassi. Poiché questo tipo di regolatore controlla tutte le uscite del trasformatore, controllerà conseguentemente anche l'impulso che fornisce corrente all'alimentatore del fuoco. In questo modo è possibile il controllo contemporaneo dell'AT e della tensione di fuoco, il che costituisce un notevole vantaggio perché, per una migliore visione, le due tensioni devono essere mantenute in relazione costante. Così come accade per i regolatori shunt, la tensione relativa tra griglia e catodo è molto importante perché è quella che determina lo stato di conduzione del tubo.

GRIGLIE DOSATRICI, DIODI E VDR

Una forma veramente semplice di regolatore AT usata nei piccoli televisori funzionanti con alta tensione ridotta è quella dove viene impiegato un diodo rettificatore sul circuito di ritorno della griglia del tubo finale di riga.

La fig. 3 illustra un circuito tipico del genere. Il diodo 1 è polarizzato da una rete di resistenze con il positivo al di sotto del limite di soglia perciò l'impulso proveniente dal trasformatore determina la conduzione del diodo ogni qualvolta la tensione supera tale limite. Il diodo conduce e carica il condensatore e l'impulso negativo viene inviato indietro verso la griglia del tubo.

Se l'alta tensione tende ad aumentare, anche l'impulso tende a salire e il diodo ne determina uno maggiore che agisce diminuendo la polarizzazione di griglia con conseguente riduzione della tensione in uscita dal trasformatore.

I DOSATORI VDR

In qualcuno di questi circuiti si troveranno dei VDR (voltage dipendent resistor).

Questi sono resistori piuttosto particolari: quando la tensione ai loro capi aumenta, la resistenza diminuisce. Il loro comportamento è quindi simile a quello dei rettificatori allorquando ai loro capi viene ad essere presente un impulso di adeguata ampiezza. La tensione c.c. risultante avrà la medesima polarità dell'impulso applicato; cioè se si tratta di un impulso negativo la risultante sarà una c.c. con la polarità negativa, se invece si tratta di un impulso positivo, la risultante sarà una tensione continua di segno positivo.

La fig. 4 ne illustra un esempio, è un circuito impiegato, in aggiunta al regolatore ad impulsi, in molti televisori. Se il regolatore sta lavorando normalmente e l'uscita tende a salire ai limiti del campo di regolazione, l'impulso più ampio è convertito in un negativo addizionato alla polarizzazione del tubo finale di riga. Questo comportamento manterrà sicuramente l'alta tensione entro limiti di sicurezza. I VDR sono appunto impiegati nella rete di polarizzazione di griglia dei circuiti di regolazione di impulsi per questa ragione specifica.

Non è raro che qualche costruttore impieghi lampade al neon in serie al controllo di regolazione AT come illustrato in fig. 5. Dette lampade servono come limitatori di tensione perché nel caso che questa aumenti si innescano accendendosi, e provocano così un accrescimento

del carico che, se ben dosato, è efficace per una esatta stabilizzazione della tensione.

Si noti un'altra cosa interessante: i tubi di regolazione ad impulsi impiegati (6JK5 o 6JH5) hanno due piedini asserviti alla placca: la corrente del damper è in serie all'anodo del regolatore AT e perciò se il tubo regolatore, per un motivo qualsiasi, viene estratto dallo zoccolo o ne fuoriesce per un caso, nessuna corrente può fluire attraverso il damper ed il sistema di scansione AT rimane inattivo. In altri televisori il filamento del tubo damper e del tubo regolatore sono connessi in serie: se l'uno o l'altro dovesse interrompersi si verificherebbe quanto già detto per il caso precedente.

VERIFICA DEI REGOLATORI AT

I circuiti sono piuttosto facili da verificare; quello che occorre è un tester ad alta impedenza o un voltmetro a valvola, purché provvisti di apposito puntale.

Leggere il valore dell'AT, agire sul comando di luminosità variando la brillanza del cinescopio e verificare che i valori di tensione rimangano nei limiti ammessi (da 24 a 25 kV). Se questi valori vengono rispettati, significa che il regolatore funziona. Non sono ammesse variazioni che superino, durante l'escursione del comando, valori di ± 1 kV.

Se la lettura indica un valore di AT basso e, corrispondentemente, si misura una elevata corrente catodica del tubo finale di riga, significa che il regolatore ha un valore non corretto di polarizzazione. Ciò è evidentemente causa di un sovraccarico, e di qui consegue il basso valore dell'AT. Ciò può accadere in tutti i tipi di regolatori AT qualora fossero assenti le tensioni c.c. I vecchi regolatori shunt sono i più facili da verificare, come risulta dall'esempio seguente: si consideri il caso che il valore di AT sia basso. Basterà staccare il collegamento alla placca del regolatore (facendo attenzione che il penzolo non scarichi verso massa), e se l'AT risalirà a valori attorno ai 30 kV, significa che il regolatore è in sovraccarico.

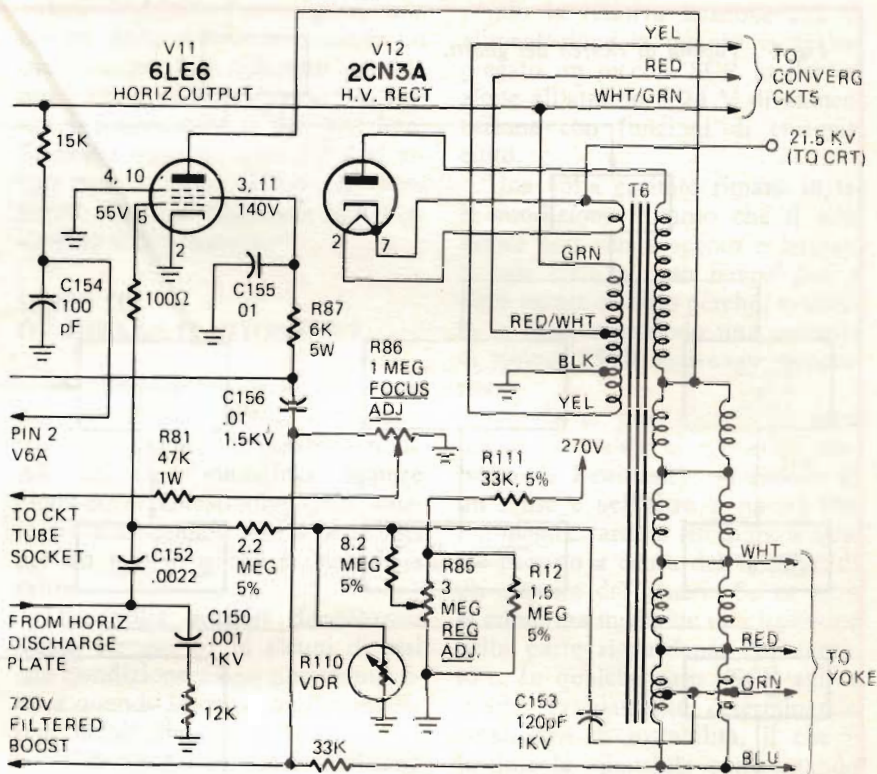



Fig. 4 - Il resistore VDR (R110) si comporta come un rettificatore nei riguardi degli impulsi del trasformatore, sviluppando una polarizzazione parziale della griglia della finale di riga.

Regolare fuoco e brillanza a valori normali e inserire un tubo di regolazione nuovo. Se non vi fossero varianti rispetto a quanto già detto, verificare le componenti c.c. relative al regolatore.

In quasi tutti i circuiti shunt si trova una resistenza del valore di 1 kΩ in serie al catodo del tubo regolatore; tale resistenza è appositamente impiegata per rendere facile la lettura della corrente di catodo in quanto basterà porre ai suoi capi un voltmetro c.c. disponendolo su

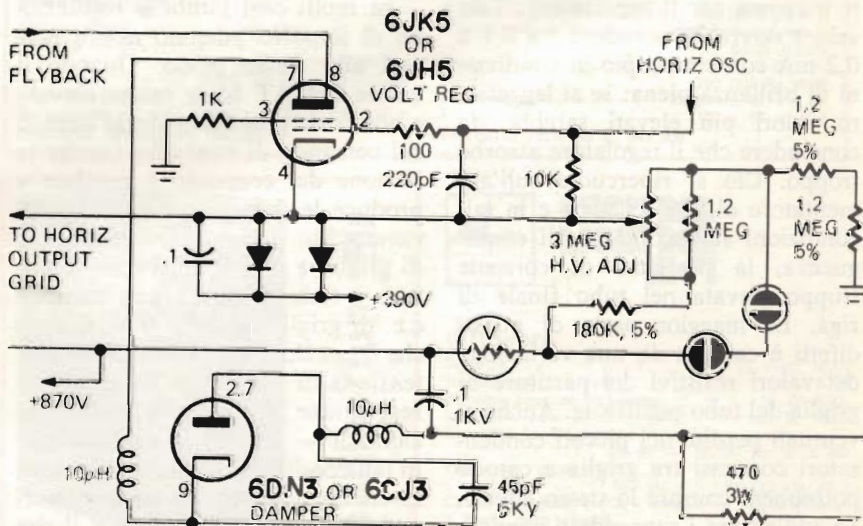
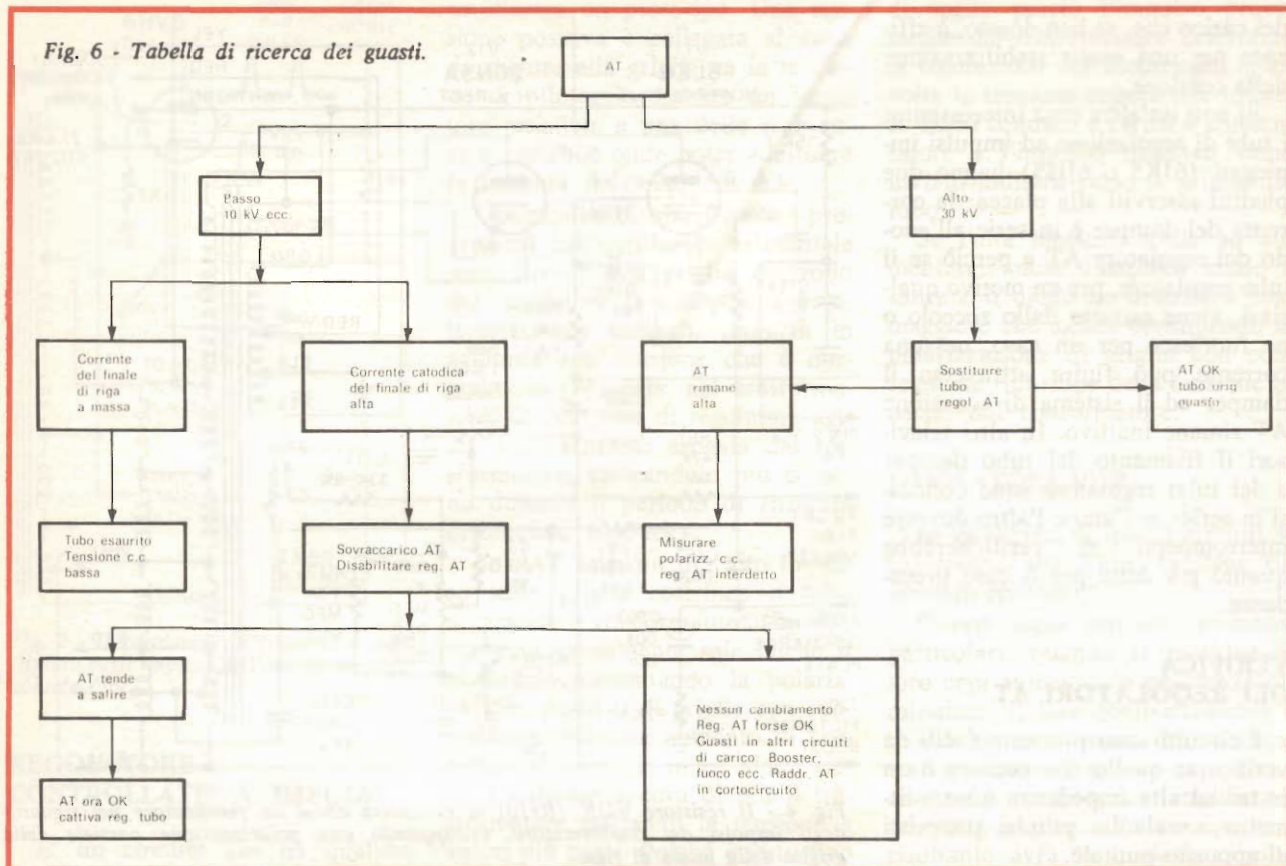



Fig. 5 - Circuito «hold down» AT impiegato in alcuni tipi di regolatori ad impulso. Le lampade al neon limitano l'AT qualora il controllo di regolazione si guasti.

Fig. 6 - Tabella di ricerca dei guasti.

una scala bassa. Per ogni mA di corrente in gioco si avrà una deflessione di 1 V nello strumento. Normalmente, per tutti i televisori che impieghino un tubo di regolazione 6BK4 o simili, la corrente non dovrebbe mai eccedere 1 mA a cinescopio buio (condizione di corrente massima per il regolatore). Tale valore dovrebbe scendere tra 0,1 e 0,2 mA con cinescopio in condizioni di brillanza piena: se si leggessero valori più elevati sarebbe da concludere che il regolatore assorbe troppo. Ciò si ripercuote sull'alimentatore di alta tensione e in tali condizioni si riscontrerà, di conseguenza, la presenza di corrente troppo elevata nel tubo finale di riga. La maggior parte di questi difetti è causata da una variazione dei valori resistivi del partitore di griglia del tubo regolatore. Anche eventuali perdite nei piccoli condensatori connessi tra griglia e catodo potrebbero causare lo stesso effetto. Se addirittura i sopraddetti condensatori dovessero andare in corto circuito si avrebbe un valore di polarizzazione di griglia uguale a zero e il tubo regolatore condurrebbe tanta corrente da far arrossare la placca. Questo è importante da sapere perché la conseguenza più facile è che si può produrre la distruzione del tubo finale di riga o può interrompersi il trasformatore della alta tensione.

In molti casi i tubi a regolazione di impulso possono essere provati allo stesso modo. Quando il valore dell'AT fosse molto elevato e non fosse possibile ridurlo agendo sul comando di controllo (anche se l'azione del comando è regolare e produce le dovute variazioni) conviene subito misurare le tensioni c.c. di griglia e di catodo. In un televisore è stata misurata una tensione c.c. di griglia di + 200 V. E dato che il catodo era alimentato con una tensione di + 390 V, la griglia di regolazione aveva una polarizzazione di − 190 V! E' evidente che in tali condizioni il tubo non poteva essere che inattivo. La tensione normale di griglia è di + 345 V il che determina una polarizzazione di − 45 V. In seguito alla inattività del circuito, l'AT del televisore raggiungeva valori di 30 kV... e il tutto derivava dal difetto di un resistore.

I diodi limitatori ed i circuiti «hold down» possono essere provati allo stesso modo. E' importante effettuare delle misure se si vuol capire quello che sta succedendo. La tensione AT è normale? è bassa o troppo alta? Leggere la tensione di griglia del tubo finale di riga: nella maggior parte dei televisori è di −55 o −60 V.

Se si riscontrano — 100 V o addirittura di più, ci deve necessariamente essere qualche difetto nel circuito di polarizzazione di griglia. Osservare se si legge un negativo maggiore ai capi del diodo di controllo rispetto alla griglia; provare a mettere a massa la parte a monte (considerata verso griglia) della resistenza di griglia del tubo finale di riga. Se ciò determina un ritorno dei valori dell'AT ai livelli normali, provare il circuito di controllo della polarizzazione. Misurare i diodi collegati o staccati verificando anche se la tensione è fornita verso il condensatore come ca-

rica negativa e provarlo a circuito aperto. Controllare nei particolari se l'impulso di flyback è presente: l'ampiezza media di tale impulso è di circa 200 V p-p. I punti chiave della verifica sono però, in questi circuiti, sia l'AT che la corrente di catodo del tubo finale di riga. Se si riscontra un basso valore di AT in corrispondenza di un basso valore di corrente, vale a dire dell'ordine di 100 mA (200 mA è un valore normale) le cause possono essere diverse: potenza di uscita del tubo finale di riga debole, tensione cc bassa o qualcosa di anormale in quella zona. Una bassa tensione di griglia, pilota maggiormente l'uscita del tubo il che è subito riscontrabile dalla misura di corrente catodica. In questo caso eseguire le verifiche del circuito dell'oscillatore orizzontale. *Non tentare* di misurare l'impulso sull'anodo di un tipo a regolazione d'impulso è una misura da non eseguire perché in quel punto è presente lo stesso impulso del giogo di deflessione, vale a dire del valore di 5 kV. Per eseguire una misura della pulsazione occorre un oscilloscopio con adeguato puntale ma occorre anche conoscere la forma di impulso che si dovrà vedere. Se non è stato indicato dal costruttore non resta che rilevarlo per confronto da altri televisori che funzionino correttamente.

CIRCUITI DI DISABILITAZIONE AT

In quasi tutti i televisori equipaggiati allo stato solido si possono trovare i circuiti di disabilitazione AT del tipo «latching» oppure «look-out». Questi divengono operativi allorquando l'alta tensione, per un motivo qualsiasi, prende a salire.

Una volta eccitati disabilitano alcuni circuiti ed in alcuni di essi tale condizione viene mantenuta fino a quando la causa dell'anomalia non venga rimossa.

Vi sono versioni che disabilitano l'oscillatore orizzontale interrompendo la relativa tensione c.c. di alimentazione in quanto viene impiegato un piccolo SCR in derivazione all'attacco a 24 V di alimentazione con funzioni di cortocircuito.

Una volta eccitato rimane in tale condizione fintanto che il televisore non venga spento e lasciato in tale stato per un tempo pari a circa mezzo minuto perché, avvenuta la scarica secondo una costante di tempo, l'SCR ridivenga inoperativo.

Questo si può notarlo in certi televisori quando si agisce sul controllo di luminosità: girandolo in un senso e nell'altro si noterà che l'immagine tarda a ritornare, e questo proprio a causa dell'impiego di un circuito del genere. Se ne avrà la conferma mediante una ispezione della parte riguardante l'alimentatore. In qualche caso l'SCR agisce troppo rapidamente determinando condizioni di instabilità, il che è facilmente rilevabile confrontando altri televisori.

la tecnica delle riparazioni

a cura di Piero SOATI

CIÒ CHE IL RADIOTECNICO DEVE SAPERE

A noi fanno una certa tenerezza coloro che, osservando per la prima volta la parte interna di un apparecchio radio qualsiasi, ad esempio un televisore, assumono una vaga espressione di stupore, come si trovassero improvvisamente davanti a qualcosa di diabolico. In un'epoca in cui ogni ambiente, è invaso da apparecchiature elettroniche di ogni genere, sorprende veramente che la maggior parte dell'umanità, anche quella la cui cultura è superiore alla media, in fatto di scienza e di tecnica abbia dei concetti molto rudimentali che non vanno oltre alle nozioni acquisite durante la scuola d'obbligo!

Questa premessa che, apparentemente, non riguarda le riparazioni, ha invece uno scopo ben preciso: l'espressione stupita di cui parlavamo qui sopra infatti, talvolta anche con una sfumatura di sgomento, l'abbiamo colta molte volte sul viso di tanti radioriparatori novellini che pur avendo curato meticolosamente e con profitto la loro preparazione teorica, si trovavano a dover affrontare per la prima volta un intervento serio ed impegnativo su di un apparecchio radio. Resistori, condensatori, diodi, transistori, termistori, molte volte difficilmente individuabili dalle caratteristiche esterne, che spesso si confondono fra loro, piastrine con un intrico di strisce argentate, tale da sembrare il plastico ridotto delle strade di una grande metropoli e che non sono altro che il labirinto dei collegamenti che caratterizzano certi circuiti

Fig. 1 - Il radiotecnico deve tenersi continuamente aggiornato su ciò che avviene di nuovo nel campo dell'elettronica tramite la lettura di riviste specializzate.

stampati; centinaia di componenti, apparentemente, solo apparentemente, aggrovigliati fra loro sembrano fatti apposta per dare al neofita un senso di sgomento. «Accidenti al giorno che ho deciso di intraprendere questa professione!», *quante volte abbiamo avuto occasione di sentire questa esclamazione di stizza, e questo è uno degli anatemi più moderati. Vi è infatti sempre un'occasione, ed anche più di una, in cui il tecnico alle prime armi è paragonabile ad un naufrago sperduto in mezzo all'oceano. Si tratta di un punto di partenza comune a tutti i radioriparatori, per la verità alquanto critico da superare che comunque, quando sarà molto lontano negli anni, si ricorderà sempre.*

Pertanto i giovani che hanno quella preparazione teorica a cui accennavamo nel capitolo precedente possono gettarsi tranquillamente, con fermezza e volontà, nella mischia con i circuiti: qualche insuccesso sarà inevitabile, saremmo per dire auspicabile, si tratta del tributo necessario che si paga all'esperienza per arrivare alla meta. Una meta che però richiede sempre studio e aggiornamento.

PARLIAMO DEL LABORATORIO

A questo punto in una rubrica che si rispetti, dedicata alle radioriparazioni, si dovrebbe parlare del laboratorio. Noi non lo faremo; per lo meno ci limiteremo a dare soltanto qualche consiglio generico, riservandoci di ritornare sull'argomento in un tempo futuro. Il tecnico che esercita la professione da tempo, ha infatti già provveduto ad attrezzare il proprio laboratorio secondo le esigenze; l'aspirante tecnico dovrà invece costruirselo passo passo, tenendo conto della mole del lavoro inziale, delle sue disponibilità finanziarie e soprattutto del genere di attività a cui intende dedicarsi.

E' evidente che un tecnico il cui lavoro consiste prevalentemente nella riparazione e messa a punto di ricevitori radio, giradischi e registratori avrà delle esigenze strumentali ben differenti da quelle del tecnico la cui attività si va estendendo verso le teleriparazioni, bianco e nero ed a colori, e alle apparecchiature professionali molto complesse. Poiché, come abbiamo precisato nel numero scorso, in ogni puntata parleremo anche di strumenti di misura, in pratica il lettore sarà messo nelle condizioni di scegliere in maniera autonoma l'apparecchio che riterrà più adatto al suo tipo di lavoro.

E' però essenziale che anche coloro che ritengono di avere inizialmente una attività piuttosto esigua abbiano a disposizione un locale indipendente nel quale dovranno provvedere ad impiantare il laboratorio, grande o piccolo che sia. Esso dovrà trovarsi in posizione tale che l'accesso non sia possibile, ed ancor peggio con passaggio obbligato, ad altri membri della famiglia, specialmente bambini, in modo che il lavoro possa essere svolto nella massima tranquillità e che gli apparecchi siano fuori della portata di estranei.

Il banco da lavoro potrà essere scelto in legno od in metallo; in quest'ultimo caso i piani dovranno essere ricoperti di materiale isolante per evitare cortocircuiti. Le dimensioni saranno tali da permettere l'installazione degli strumenti di misura di uso più comune. Indispensabile è la presenza di un adeguato numero di prese di tensione in alternata ed in continua, queste ultime tramite opportuni alimentatori stabilizzati.

I cassetti sono utilissimi perché consentono di riporvi, con preciso ordine, gli attrezzi che sono sempre destinati ad aumentare.

Inutile dire. che l'attrezzatura deve consentire interventi tanto su apparecchi a valvole quanto su apparecchi a transistori o ibridi. Gli utensili di uso più corrente, che riteniamo indispensabili, sono:

a) *serie di cacciaviti con larghezza del taglio da 1 mm a 1 cm.* b) *serie di cacciaviti con punta a croce, con diametro della lama da 2 mm a 8 mm.* c) *serie di cacciaviti per taratura, di tipo antiinduttivo, in nylon od in fibra di vetro.* d) *cacciaviti e chiavi per la taratura delle medie frequenze, sia per apparecchi a valvola che per apparecchi a transistori.* e) *serie completa di chiavi a tubo.* f) *attrezzo prendiviti per estrarre le viti da luoghi difficilmente accessibili.* g) *posizionatore il cui compito è quello di guidare tanto i dadi quanto le viti nei luoghi difficilmente accessibili in cui non si può arrivare con le mani o le pinze.* h) *specchietto per osservare e controllare zone poco visibili meglio con impugnatura allungabile e possibilmente illuminato (gli utensili di cui ai punti f), g), h), spesso trascurati dai tecnici, evitano di* lanciare all'aria *molte imprecazioni!).* i) *pinze di vario tipo, compresa quella dissipatrice di calore che è molto utile per la saldatura dei terminali di diodi, transistori, FET ed altri componenti che possono essere deteriorati da una temperatura eccessiva.* l) *pinza spellafili per diametri da 0,2 mm a 3 mm.* m) *tronchesi.* n) *forbici per elettricisti e forbici a lame diritte.* o) *saldatori per*

Fig. 2 - Installare un'antenna parabolica a 100 m di altezza? Ma è una cosa semplicissima, basta non soffrire di vertigini!

saldature di tipo normale e per saldature su circuiti stampati.

E' raccomandabile anche conservare una buona scorta di liquidi per la pulitura dei contatti, per riparare i circuiti stampati, i potenziometri e i resistori variabili e per altre applicazioni del genere.

Ottimi sono gli utensili della Bernstein reperibili presso i punti di vendita della GBC Italiana ed i prodotti spray della stessa.

CONTROLLO PRELIMINARE DI UN APPARECCHIO IN AVARIA

Qualsiasi apparecchio il cui funzionamento sia anormale e nel quale siano impiegati dei circuiti elettronici, dovrà essere sottoposto ad una serie di controlli preliminari il cui compito è quello di accertare l'origine della anomalia ed il punto preciso in cui essa si è verificata.

Prima di passare ad eseguire il controllo strumentale ci si dovrà far spiegare dall'utente, ovviamente se è in grado di farlo, in che modo l'anomalia si è verificata.

Si tratta di un particolare di notevole importanza, specialmente per ciò che concerne i circuiti piuttosto complessi, perché permette al tecnico di ricavarne delle informazioni utili che gli faranno risparmiare tempo. Un'avaria che si sia manifestata improvvisamente infatti è dovuta, in genere, alla istantanea interruzione o al corto circuito di un componente, mentre un difetto che verificatosi per gradi molto probabilmente è da attribuire ad una valvola esauritasi nel tempo, ad un transistore o ad un semiconduttore difettoso, il cui rendimento è andato via via diminuendo, ad un condensatore, specialmente elettrolitico, prima in dispersione e poi in corto circuito e così via.

E' pure molto importante stabilire mediante un rapido controllo se i vari stadi che costituiscono un apparecchio hanno cessato di funzionare o se invece parte di essi funzionano, almeno apparentemente, in modo regolare. Un radioricevitore può avere infatti una avaria localizzata nei circuiti di alta, media frequenza o nel circuito rivelatore ed in questo caso lo stadio di bassa frequenza funzionerà regolarmente. Viceversa, se il circuito interessato dall'anomalia è quello di BF gli stadi AF e MF funzioneranno normalmente.

Agendo in questo modo si provvede ad effettuare una certa selezione per cui le ricerche dovranno essere orientate verso una ben precisa sezione dell'apparecchio. Nel caso infine che tutti i circuiti di un apparecchio cessino di funzionare contemporaneamente si può essere certi che il guasto interesserà la sezione alimentatrice.

Un simile ragionamento può essere effettuato anche per gli apparecchi a relè. Il loro mancato funzionamento può essere dovuto ad una anomalia del circuito elettronico vero e proprio ed in tal caso il relè funzionerà regolarmente (se eccitato con la corrente richiesta), mentre, viceversa, se il relè è guasto, funzionerà regolarmente il circuito principale, salvo il caso di cortocircuiti molto complessi.

Il controllo di un televisore, il cui circuito è più complicato di quello di un normale radioricevitore, è però alquanto facilitato dalla presenza dello schermo. Infatti un buon tecnico guardando l'immagine, e i suoi difetti, può stabilire rapidamente in quale stadio abbia sede l'anomalia. E' un argomento questo che abbiamo trattato ampiamente nelle dodici puntate pubblicate in questa stessa rivista nell'anno 1973, e sul quale ovviamente non ritorneremo.

Fig. 3 - Si tratta del plastico di una grande metropoli con l'indicazione delle vie di immissione del traffico? No, è semplicemente l'amplificatore operazionale 741!

Coloro che sono interessati a questo argomento potranno richiedere i numeri arretrati alla nostra redazione.

SCHEMI ELETTRICI

Se è vero che i circuiti dei radioapparecchi di una stessa classe più o meno si assomigliano, la pratica insegna che ogni ditta costruttrice ricorre a degli accorgimenti particolari, per risolvere taluni problemi tecnici, che richiedono delle modifiche circuitali, cambiamenti del valore dei componenti e magari una differenziazione del cablaggio, rispetto al circuito prototipo comune.

Da ciò emerge evidente la necessità che ha il tecnico radioriparatore di essere in possesso dello schema elettrico degli apparecchi sui quali dovrà intervenire. Per alcuni apparecchi, specialmente televisori, può essere necessaria anche la monografia in cui sono descritte in dettaglio le operazioni relative alla messa a punto dei vari circuiti.

Teoricamente un radiotele-riparatore dovrebbe essere per lo meno in possesso degli schemi di tutti gli apparecchi commerciali immessi sul mercato nazionale negli ultimi trent'anni: ma il problema non è poi così difficile come apparentemente sembra. In primo luogo bisogna tenere presente che in Italia vi sono alcune case editrici che stampano regolarmente degli schemari relativi tanto ai televisori quanto ai radioricevitori, registratori ed altre apparecchiature del genere. Di essi, fra l'altro, daremo notizia nelle note bibliografiche in calce a ciascuna puntata.

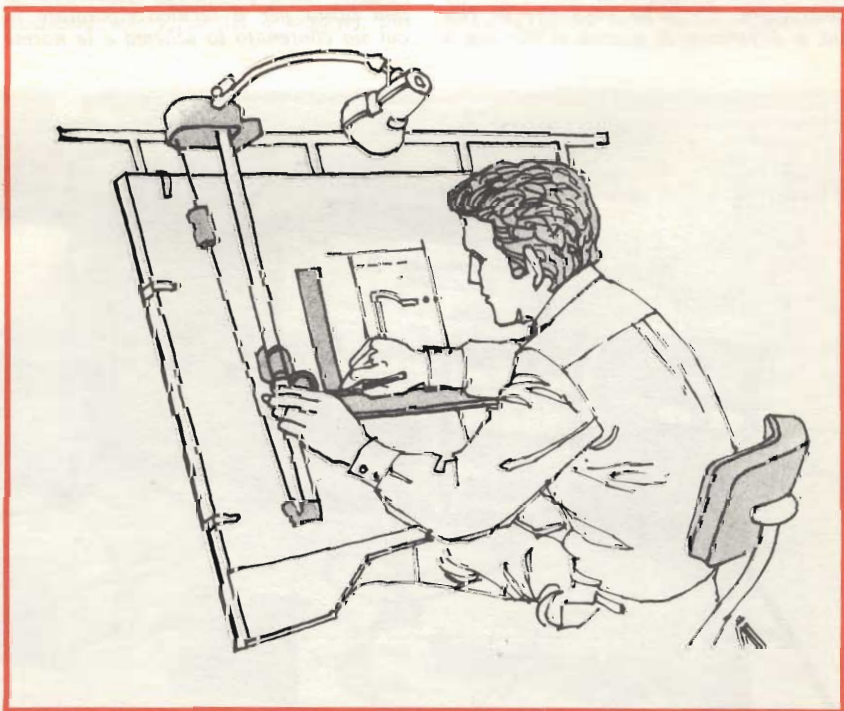



Fig. 4 - Un tecnico oltre ad essere in grado di saper leggere qualsiasi genere di schema elettrico deve anche saperlo tracciare anche se non con la stessa precisione di un disegnatore.

Fig. 5 - Il laboratorio, anche se di dimensioni modeste, deve essere appartato e ben illuminato, in modo da consentire il controllo degli apparecchi nelle migliori condizioni ambientali possibili.

Occorre anche tenere presente che in linea di massima un tecnico che lavora in una data località deve prestare la sua opera prevalentemente su apparecchi di un limitato numero di marche, per cui non gli riesce difficile ottenere schemi e monografie direttamente dal costruttore. E' anche vero che in Italia, a differenza di quanto si verifica all'estero, non tutte le ditte rispondono alle richieste dei tecnici; si tratta comunque di eccezioni.

Eppure un problema del genere si potrebbe risolvere facilmente unendo a ciascun televisore, oltre che i soliti opuscoli con spiegazioni spesso inutili, una busta per il tecnico riparatore in cui sia contenuto lo schema e le norme per la messa a punto del circuito. Sappiamo per esperienza che gli utenti detto materiale lo conservano con cura.

IL TESTER, UN VERO AMICO PER IL TECNICO

Il tester, noto altresì con i nomi di multimetro e di strumento universale, può essere veramente considerato un amico dal quale un tecnico, sia che lavori nel campo dell'elettrotecnica sia in quelli della radiotecnica o dell'elettronica, mai si separerà.

Esso infatti può essere considerato come una specie di occhio ausiliario mediante il quale è possibile vedere e valutare fenomeni che sfuggono alla normale osservazione visiva. Possiamo anzi affermare, senza timore di errare, che un tecnico esperto con l'uso di un tester, al quale dedicheremo il prossimo capitolo, può controllare qualsiasi genere di circuito anche relativo ad apparecchiature piuttosto complesse ed individuarne eventuali anomalie di funzionamento. Il segreto consiste unicamente nell'imparare ad usare questo prezioso strumento e capire quanto esso possa dare.

Quali sono le caratteristiche essenziali che contraddistinguono la qualità di uno strumento universale, è la domanda del neofita: rispondiamo brevemente.

Un tester, innanzitutto, dovrà avere una impedenza di ingresso molto alta allo scopo di non falsare i risultati delle misure, una piccola capacità di entrata, in modo da non provocare alterazioni nei circuiti sotto controllo ed una elevata sensibilità in modo da eseguire misure di tensioni e di corrente molto deboli quali quelle che si riscontrano,

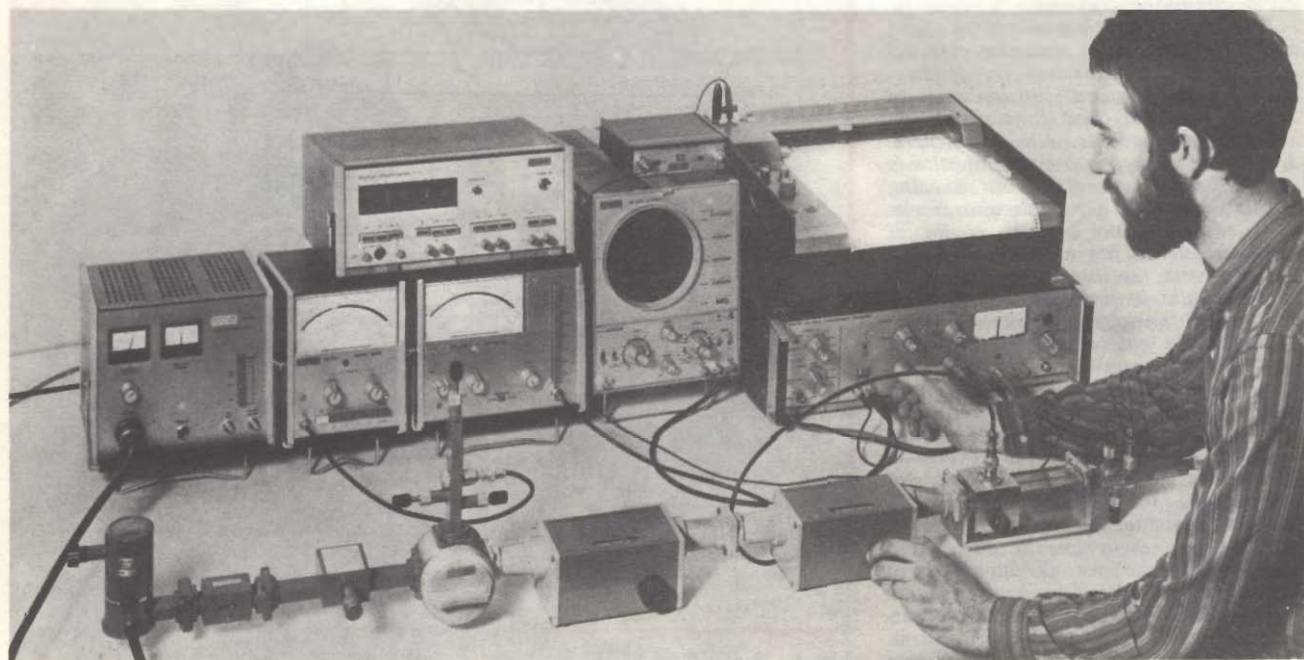



Fig. 6 - L'attrezzatura strumentale del laboratorio è strettamente legata al tipo di lavoro che si svolge normalmente. Ovviamente per interventi su apparecchiature EHF la strumentazione è piuttosto complessa, come quella che la figura illustra.

ad esempio, nei circuiti a transistori od a circuiti integrati. I tester nei quali sono stati utilizzati degli strumenti di misura la cui sensibilità è compresa fra 1000 e 10.000 Ω/V sono pertanto sconsigliabili, mentre in genere sono adatti a qualsiasi tipo di misura gli strumenti la cui sensibilità è dell'ordine, o maggiore di 20.000 Ω/V.

Quando le misure debbano essere eseguite in laboratorio od anche a casa dell'utente (in questo caso su degli apparecchi molto complessi) è utile l'impiego dei voltmetri elettronici, a valvola o a transistori, od anche dei multimetri elettronici di cui parleremo nel capitolo successivo.

Riassumendo, elenchiamo le caratteristiche che dovranno contraddistinguere questo amico del tecnico il cui acquisto consigliamo a tutti i lettori di questa rubrica, come strumento iniziale di una lunga serie: a) *elevata sensibilità dell'ordine di 20.000 Ω/V o superiore.* b) *quadrante molto ampio.* c) *minimo ingombro possibile, massima leggerezza (in genere 300 gr), compattezza di costruzione.* d) *precisione elevata e stabilità di taratura (la precisione dovrebbe aggirarsi nell'1% per misurare in continua e nel 2% per misure in alternata).* e) *assenza di commutatore che quasi sempre è l'origine di falsi contatti e della alterazione delle misure.* f) *circuito protetto contro i campi magnetici esterni, contro gli sbalzi di temperatura ed antiurto.* g) *possibilità di impiego in unione ad altri apparecchi ausiliari come, ad esempio sonda per EAT (fino almeno 25.000 V), luxmetro, sonda per la misura della temperatura, shunt per aumentare le portate amperometriche (fino a 100 Ac.c.), ed altri dispositivi del genere.*

Un buon tester dovrà consentire l'esecuzione di misure di tensioni alternate da 1,5 o 2 V fino a 2500 V, continue da 100 mV a 1000 V, di corrente continua da 50 μA a 10 A, in alternata da 200 μA a 5 A, di resistenza da 0,1 Ω a 10 MΩ, di capacità, di frequenza, della tensione di uscita eventualmente dei decibel.

Naturalmente ciascun campo di misura dovrà essere suddiviso in diverse portate ad esempio 10 portate per le tensioni continue, 10 per le tensioni alternate, 6 per le misure di resistenza e così via.

Ottimi analizzatori nazionali sono quelli prodotti dalla ICE e dalla CASSINELLI, reperibili presso la GBC Italiana. Si tratta di prodotti altamente qualificati che hanno ottenuto un grande successo anche all'estero.

Fra i Supertester *della ICE citiamo il noto* 680R, *da 20.000 Ω/V, con 80 portate, del quale, in figura 8 riportiamo lo schema elettrico.*

Fra i tester della Cassinelli vi è il modello TS141, 20.000 Ω/V, con 71 portate, ed il modello TS161, da 40.000 Ω/V, (figura 7) con dieci campi di misura e 69 portate.

Le caratteristiche relative ai suddetti strumenti potranno essere rilevate nelle pagine pubblicitarie di questa stessa rivista.

Fig. 7 - Il Novo Test della Cassinelli, modello TS 161, da 40.000 Ω/V, dieci campi di misura, 69 portate.

PARLIAMO BREVEMENTE DELLE MISURE DEL DECIBEL CON IL TESTER

Per i tecnici meno esperti cerchiamo di chiarire il concetto simbolico del decibel con riferimento alle misure che è possibile eseguire con i tester che abbiamo citato nel paragrafo precedente. Esiste una relazione fra decibel e watt ma mentre questi ultimi si riferiscono ad una entità assoluta, i primi possono assumere valori positivi o negativi, alti o bassi, a seconda del valore a cui ci si riferisce.

Il decibel come entità ed unità psicofisica rappresenta la minima variazione di potenza acustica percepibile dall'orecchio umano: variazione che può essere dell'ordine del milliwatt come pure dell'ordine del watt, senza che la percezione acustica delle variazioni per decibel possa cambiare. Infatti la formula che definisce la relazione fra i decibel ed i watt è la seguente:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{W_1}{W_0}$$

che rappresenta il decuplo del logaritmo in base 10 del rapporto tra i watt presi in considerazione (W_1) *ed i watt di riferimento* (W_0).

Pertanto se si parla di amplificazione il valore in decibel ovviamente è positivo perché i watt in uscita sono sempre maggiori dei watt di riferimento, cioè quelli di entrata, nel caso di attenuazione (come si verifica per l'appunto nei circuiti detti di attenuazione) il valore in decibel è sempre negativo perché all'ingresso si ha una potenza maggiore rispetto a quella uscita.

Nei tester che abbiamo preso in considerazione, ed in linea di massima anche in quelli di altre case, il riferimento di paragone, cioè il livello O, segnato sull'apposita scala è rappresentato da 1 mW (un milliwatt) su 600 Ω. E' questo il valore standard telefonico internazionale.

A questo proposito è importante far notare che normalmente il carico di un amplificatore o di un radioricevitore, che è dato dall'altoparlante, varia da 4 Ω a 16 Ω, valore che corrisponde all'impedenza della bobina mobile; pertanto al valore letto sullo strumento si

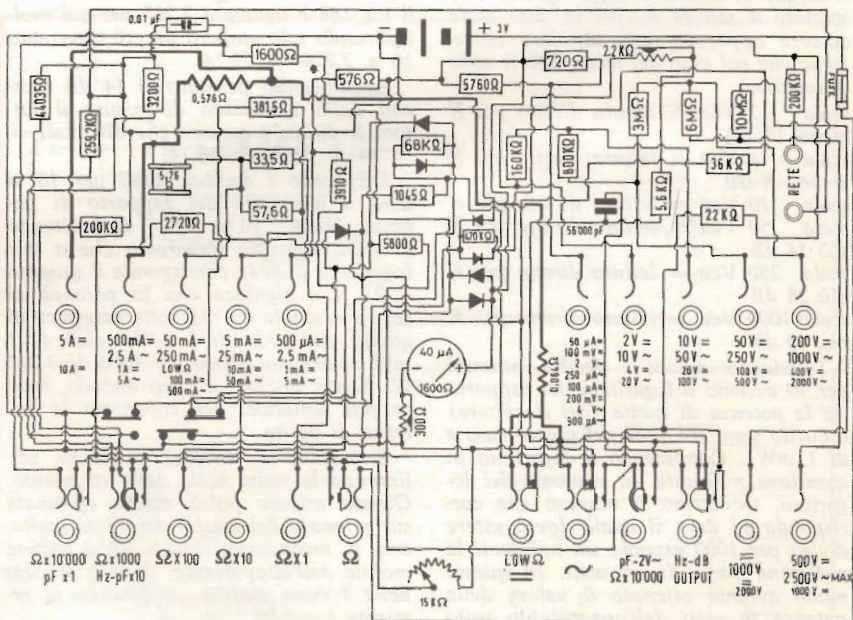



Fig. 8 - Schema elettrico di principio del Supertester modello 680 R, della ICE, con dieci campi di misura e 80 portate.

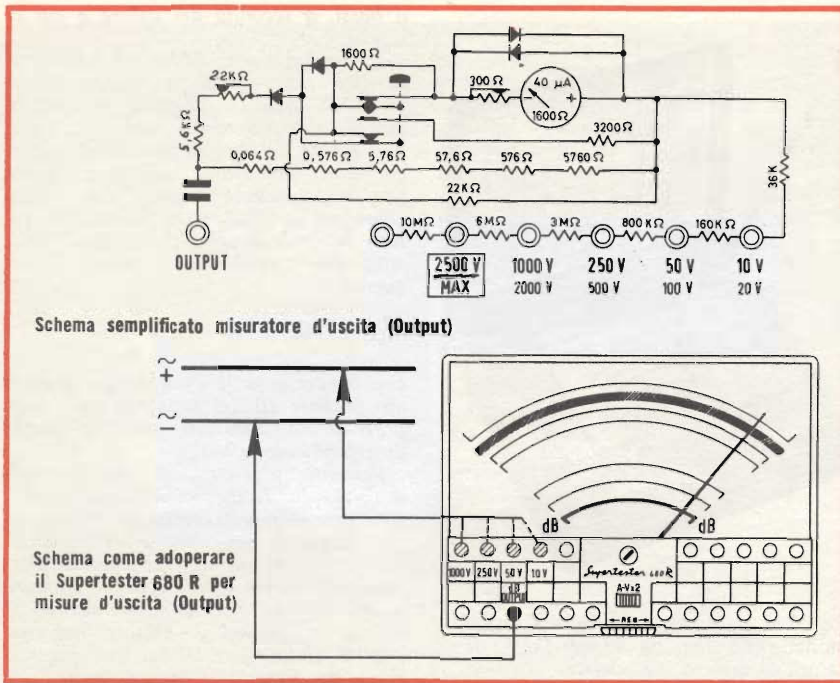



Fig. 9 - Predisposizione circuitale per misure della tensione di uscita, relativa sempre al Supertester 680 R.

dovrà apportare una certa correzione, aggiungendo un fattore, che indicheremo con lettera K, che si può facilmente ricavare dalla seguente espressione:

$$K = 10 \times \log \frac{600}{R_c}$$

in cui R_c corrisponde alla resistenza di carico.

Da notare che in genere mentre la lettura dei decibel nella scala dei 10 Vca si esegue direttamente aggiungendo cioè soltanto il fattore K, per le altre scale occorre apportare una ulteriore correzione che nel caso del tester 680 R sono le seguenti:

scala 2 Vca = lettura diretta più K meno 14 dB
scala 4 Vca = lettura diretta più K meno 8 dB
scala 10 Vca = lettura diretta più K
scala 50 Vca = lettura diretta più K più 14 dB
scala 250 Vca = lettura diretta più K più 28 dB
scala 1000 Vca = lettura diretta più K più 40 dB

Dividendo quindi i decibel ottenuti per 10 avremo il logaritmo del rapporto tra la potenza di uscita (del ricevitore) a quello standard (che nel nostro caso è di 1 mW). Conoscendo il logaritmo in questione mediante un manuale *dei logaritmi, troveremo il numero che corrisponde ad esso, il quale dovrà essere diviso per 1000 essendo un milliwatt la millesima parte di un watt. In questo modo avremo ottenuto il valore della potenza in watt dell'apparecchio sotto controllo.*

Per essere più chiari ci spiegheremo con un esempio:

Si supponga di avere un amplificatore il cui altoparlante abbia una bobina mobile da 3,2 Ω e che la lettura eseguita nello strumento ci dia il valore di uscita di 14 dB misurati sulla portata 10 V di output (uscita). In questo caso il valore K, applicando la precedente espressione, sarà dato da:

$$K = 10 \times \log \frac{600}{3,2} = 10 \times \log 188$$

Nel manuale dei logaritmi troveremo che il log 188 *è uguale a 2,274 per cui moltiplicando tale numero per* 10 *otterremo* 10 x 2,274 = 22,74.

Aggiungendo pertanto ai 14 dB indicati dallo strumento di misura il fattore K di 22,74 avremo che dB totali = = 14 + 22,74 = 36,74.

Dividendo i decibel totali per 10 si avrà il logaritmo del rapporto di potenza: 36,74 : 10 = 3,674. Consultando il solito manuale leggeremo che a tale logaritmo (3,674) corrisponde il numero 4.721. *Ciò significa che la potenza di uscita misurata è* 4721 *volte maggiore di quella standard (di 1 mW). cioè 4721 mW valore che diviso per 1000 dà 4,721 W. Esiste, anche un altro metodo, molto più semplice, per conoscere la potenza di uscita.*

Si misura la tensione di uscita, utilizzando la solita scala dello strumento. Questa misura potrà essere effettuata sul primario del trasformatore di uscita, con il secondario chiuso sulla bobina mobile dell'altoparlante, oppure ai capi della bobina mobile, applicando la seguente formula:

$$W_{usc} = \frac{V^2}{Z}$$

in cui W_{usc} *è uguale alla potenza di uscita,* V^2 *alla tensione di uscita al quadrante,* Z *alla impedenza di uscita (questa può essere compresa fra 3000 ÷ ÷ 8000 Ω in caso di primario di trasformatore di uscita di un circuito a valvola, o da 3 Ω a 8 Ω in caso che la tensione sia stata misurata sulla bobina mobile. Ci spiegheremo meglio con altri esempi:*

a) La tensione di uscita misurata ai capi del primario del trasformatore di uscita di un radioricevitore è di 100 V. Sappiamo che il valore di impedenza del primario è di 5000 Ω. La potenza di uscita si calcolerà nel seguente modo:

$$W = \frac{V^2}{Z} = \frac{100^2}{5000} = \frac{10.000}{5.000} = 2\ W;$$

b) Se invece effettuiamo la misura della tensione sul secondario del trasformatore di uscita, cioè in parallelo alla bobina mobile e troviamo il valore di 3 V, sapendo che l'impedenza della bobina mobile è di 5 Ω, sempre applicando la suddetta relazione, avremo che:

$$W = \frac{3^2}{5} = \frac{9}{5} = 1,8\ W.$$

STRUMENTI UNIVERSALI CONSIGLIATI

Supertester 680 R, *della* ICE, *10 campi di misura 80 portate, 20.000 Ω/V*

NovoTest TS 141, CASSINELLI, *10 campi di misura, 71 portate, 20.000 Ω/V*

NovoTest TS 161, CASSINELLI, *10 campi di misura, 69 portate, 40.000 Ω/V*

UK 432, *Tester Universale della* AMTRON (GBC Italiana) *20.000 Ω/V.*

UK 434, *Tester universale tascabile, della* AMTRON (GBC Italiana) *10.000 Ω/V.*

Questi due ultimi apparecchi sono reperibili sotto forma di scatola di montaggio.

LA BIBLIOTECA DEL TECNICO

Bonfigli - Nuove tavole logaritmiche con 5 decimali, *lire 1200. Ediz. Hoepli.*

Bonfigli - Manuale logaritmico completo del tecnico, *lire 3500. Ediz. Hoepli.*

Colombo - Manuale dell'ingegnere civile ed industriale, *lire 10.000. Ediz. Hoepli.*

Giorli - L'aritmetica e la geometria per l'operaio con nozioni di algebra, *lire 500 Ediz. Hoepli.*

Rossotti - Formulario di matematica elementare, *lire 500. Ediz. Hoepli.*

Garnier - La matematica che serve - *algebra, trigonometria, logaritmi, geometria analitica, lire 3000 Ediz. Hoepli.*

Mario Pezzi - Elettrotecnica Generale *Elettrostatica, elettromagnetismo, teoria dei circuiti, Ediz. Zanichelli.*

A. Alberigi, B. Righini, B. Rispoli. - Elementi di Elettronica generale, *Ed. Zanichelli.*

CIRCUITI TEMPORIZZATORI CON INTEGRATI LSL

a cura di WILSON

Negli integrati logici lenti (LSL) della serie FZ 100 vi è la possibilità di maggiorare i tempi di funzionamento, mediante il collegamento di un condensatore esterno. Questa proprietà, prevista essenzialmente per aumentare la immunità dei circuiti ai disturbi, può essere sfruttata per realizzare circuiti temporizzatori e multivibratori. Qui di seguito vengono illustrati alcune varianti di schemi con i quali si realizzano ritardi alla inserzione, alla disinserzione o in ambedue le funzioni.

RITARDI ALLA INSERZIONE

Lo schema di fig. 1 è realizzato con il circuito integrato FZH 111 (4 porte NAND con ciascuna 2 ingressi, di cui due porte provviste del collegamento N per il rallentamento) e con un condensatore supplementare; esso permette di ricavare in uscita un ritardo del segnale rispetto a quello di entrata.

Il segnale che deve essere ritardato è applicato all'ingresso della prima porta NAND e contemporaneamente all'ingresso 2 della terza porta NAND. L'uscita della prima porta è collegata all'ingresso della seconda porta, provvista del condensatore esterno di rallentamento, l'uscita di questa porta va poi all' ingresso 1 del terzo NAND.

Come è evidente dal diagramma degli impulsi a fianco dello schema elettrico, il terzo NAND conduce solo se i due ingressi sono ad un livello «1». Dato che il segnale all'ingresso 1 giunge con ritardo, esso commuterà solo dopo questo dato tempo che corrisponde al ritardo indicato: t_{d1}. Non appena il segnale di ingresso ritorna al livello «0» pure l'uscita del terzo NAND si commuta, poiché non è più soddisfatta la condizione di funzionamento della porta.

Il quarto elemento NAND serve a portare in fase il segnale alla sua uscita E.

RITARDO VARIABILE ALLA INSERZIONE

Con l'integrato FZK 101, che è un elemento monostabile, si può ottenere un tempo di ritardo rispetto alla inserzione regolabile. Ele-

Fig. 1

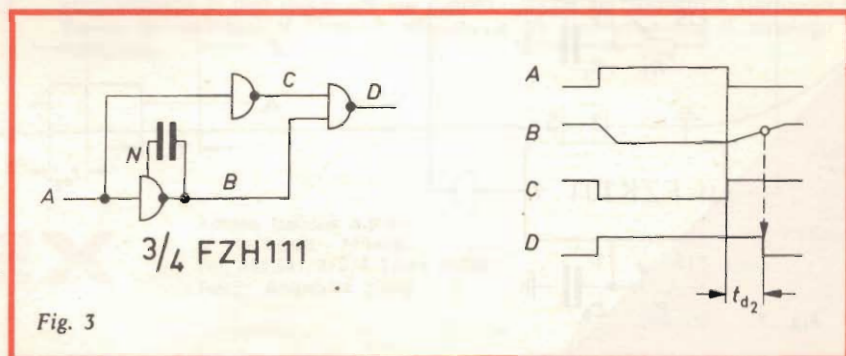
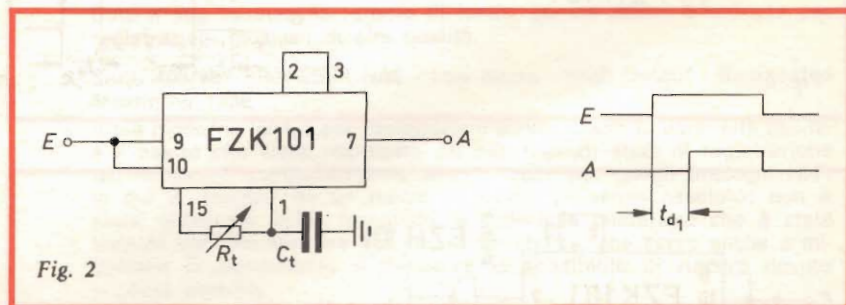
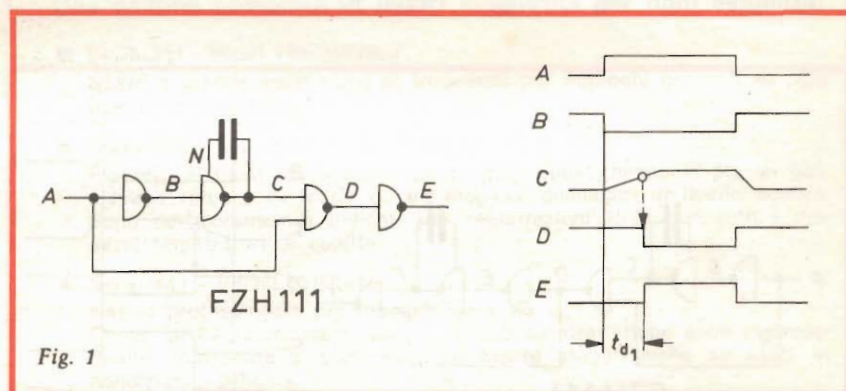
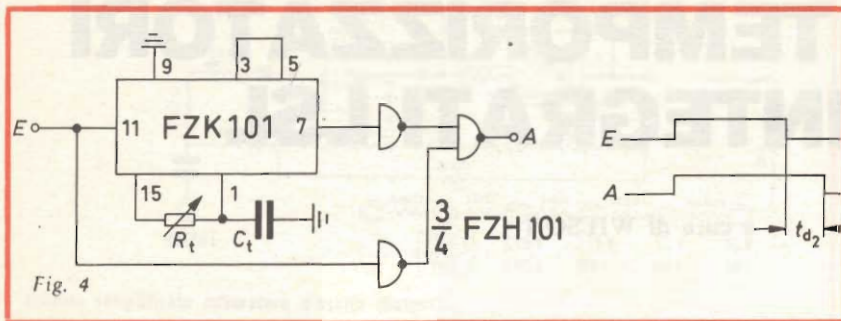
Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

Fig. 7

menti supplementari esterni al circuito sono il condensatore C_t e il potenziometro R_t. Lo schema delle connessioni è indicato in fig. 2. Il segnale di uscita viene ritardato dalla funzione t_{d1}.

RITARDO ALLA DISINSERZIONE

Usufruendo di tre porte dello stesso integrato FZH 111 e invertendo le funzioni del circuito si può realizzare il ritardo alla disinserzione. Il segnale di ingresso, attraverso il primo NAND, è portato all'ingresso 1 del terzo NAND e contemporaneamente attraverso il secondo NAND, a cui è applicato il condensatore di ritardo, all'ingresso 2 del terzo NAND. Questa volta ad entrambi gli ingressi della terza porta esistono le condizioni di negazione e l'uscita D sarà in fase col segnale di ingresso e si commuterà solo in ritardo del tempo t_{d2} in funzione della scarica del condensatore, come illustrato nel diagramma dei livelli di fig. 3.

RITARDO VARIABILE ALLA DISINSERZIONE

Aggiungendo all'elemento monostabile FZK 101, tre porte NAND facenti parte dell'integrato FZH 101, si può realizzare un ritardo alla disinserzione regolabile. Due elementi NAND vengono usati per la condizione di negazione, come nel precedente circuito, il terzo NAND serve per la loro congiunzione e alla sua uscita si presenterà un segnale in fase col segnale di comando, ritardato del tempo t_{d2}, regolabile con il potenziometro Rt, come da schema di figura 4.

RITARDO ALLA INSERZIONE E ALLA DISINSERZIONE

Come si rileva dalla figura 5 il circuito è di estrema semplicità, consta di due porte NAND facenti parte dell'integrato FZH 111, la prima è ritardata a mezzo di condensatore supplementare. La seconda porta inverte il segnale che si presenterà in uscita in giusta fase col segnale di ingresso.

La carica e la scarica del con-

Fig. 8

densatore provoca i ritardi, come è evidente nel diagramma a lato dello schema. Questo semplice circuito può trovare impiego in tutti quei casi in cui i tempi di ritardo non sono di valore critico; il ritardo alla caduta sulla uscita C risulta circa tre volte quello di salita all'inserzione.

RITARDO ALLA INSERZIONE E DISINSERZIONE CON TEMPI DEFINITI

Se si richiedono ritardi alla inserzione e alla disinserzione con tempi definiti, separatamente, lo si può ottenere con il circuito di fig. 6. Esso è composto dalle 4 porte NAND dell'integrato FZH 111 più 2 porte NAND dell'integrato FZH 101. Come è evidente, si tratta di una combinazione dei due precedenti schemi di fig. 1 e fig. 3; il primo condensatore determina il ritardo alla inserzione e il secondo alla disinserzione.

RITARDI REGOLABILI ALLA INSERZIONE E ALLA DISINSERZIONE

E' realizzato con lo schema di fig. 7 usufruendo dei due elementi monostabili FZK 101 e tre porte NAND dell'integrato FZH 101. Lo stadio superiore viene commutato dal fianco positivo del segnale di ingresso, lo stadio inferiore dal fianco negativo del segnale. Ambedue le uscite dei monostabili, dopo una inversione, vengono portate agli ingressi del NAND finale. Mediante i due potenziometri R1 e R2 si possono regolare separatamente i tempi dei ritardi.

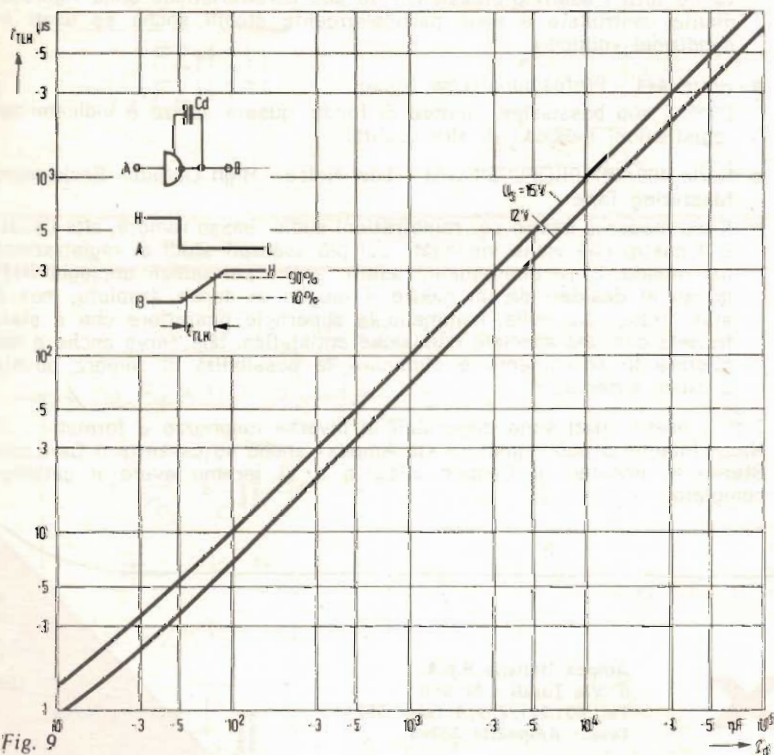
Fig. 9

CIRCUITO PER ACCORCIAMENTO DI UN IMPULSO

Con le porte NAND dell'integrato FZH 111, si può realizzare in modo semplice un circuito per accorciamento di un impulso. Il diagramma degli impulsi alla fig. 8 illustra chiaramente il modo di agire di questo circuito. Il segnale di ingresso è portato rispettivamente su uno degli ingressi del primo e terzo NAND. In posizione di riposo il secondo ingresso del primo NAND si trova a livello «1» di conseguenza la sua uscita passa a livello «0», se al punto A si affaccia il segnale «1».

Poiché il punto B è anche un ingresso del secondo NAND, corrispondentemente al ritardo dell'uscita del secondo NAND, il punto C salirà lentamente sul livello «1». Dopo un determinato tempo saranno dunque ambedue gli ingressi del terzo NAND su livello «1», di conseguenza l'uscita su livello «0» (punto D).

A seconda che occorra avere un segnale di uscita con definita lunghezza di impulso, oppure un segnale di uscita con impulso pari a quello di ingresso meno il valore ta, viene collegato il punto B, oppure D, al quarto NAND, per l'inversione della fase. La fig. 9 riporta il grafico del tempo di salita TA in funzione del valore del condensatore C1.

rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica « Rassegna della stampa estera ».
Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.
Non si spedisce contro assegno.
Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

STRUMENTO PER LA MISURA DELLA FASE A LETTURA DIRETTA
(Da «Toute l'Electronique» - Novembre 1974)

La misura dello sfasamento di una onda consiste nel determinare il suo anticipo — oppure il suo eventuale ritardo — rispetto ad un'onda di riferimento, avente la medesima frequenza.

Questa misura si rivela di particolare interesse agli effetti della messa a punto di circuiti speciali, come ad esempio i filtri, gli amplificatori, gli oscillatori, ecc.

Il circuito che viene descritto nell'articolo permette di misurare direttamente lo sfasamento che sussiste tra due segnali della stessa frequenza ed aventi una forma d'onda sinusoidale, rettangolare o triangolare, entro i limiti di 10 Hz e 100 kHz. L'ampiezza del segnale di ingresso può variare invece da 10 mV ad un massimo di 10 V.

Consideriamo il circuito illustrato in A alla figura 1: i comparatori A e B eseguono la messa in forma dei segnali di ingresso e_a ed e_b; i segnali rettangolari risultanti vengono in seguito applicati agli ingressi di un circuito del tipo «Exclusive OR», la cui uscita risulta proporzionale alle relazioni di fase che intercorrono tra i due segnali citati.

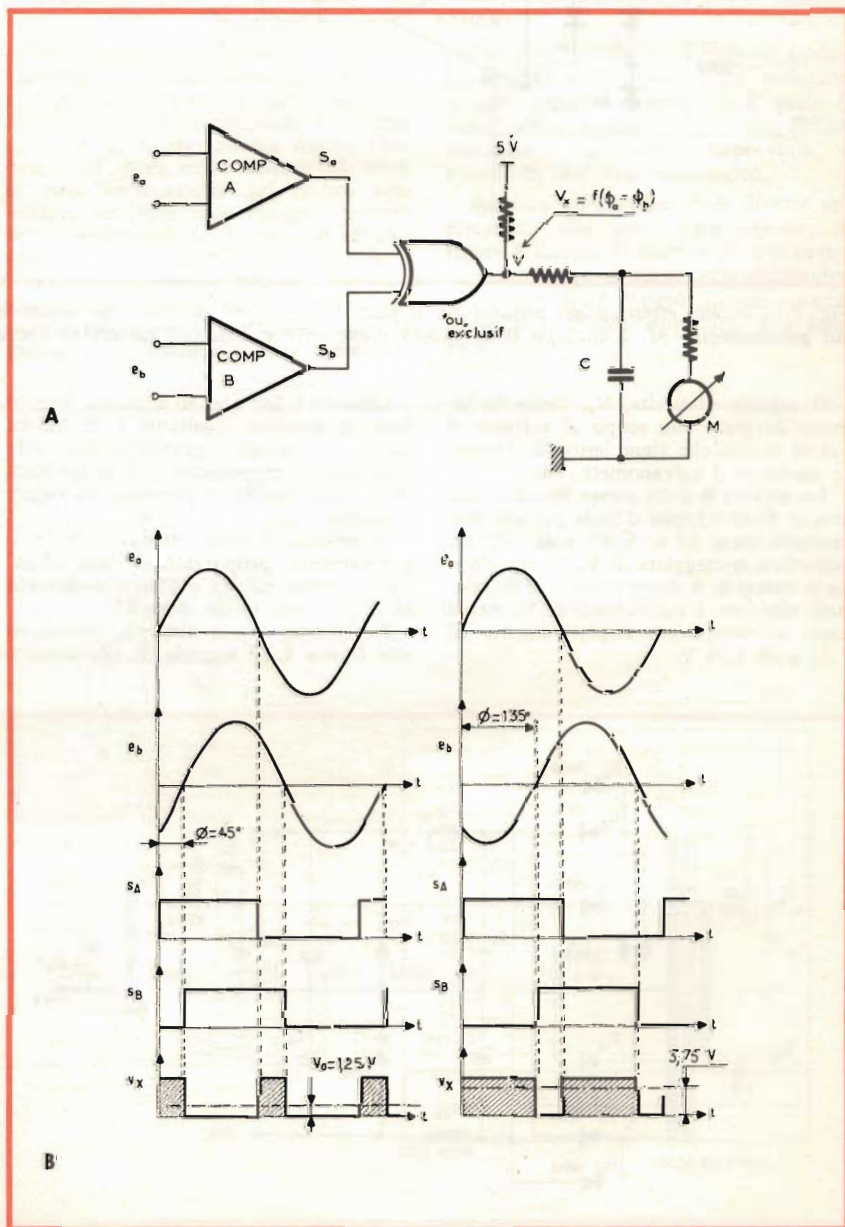



Fig. 1 - Schema di principio del misuratore di fase a lettura diretta (A), e forma d'onda dei segnali presenti nei diversi punti del circuito (B).

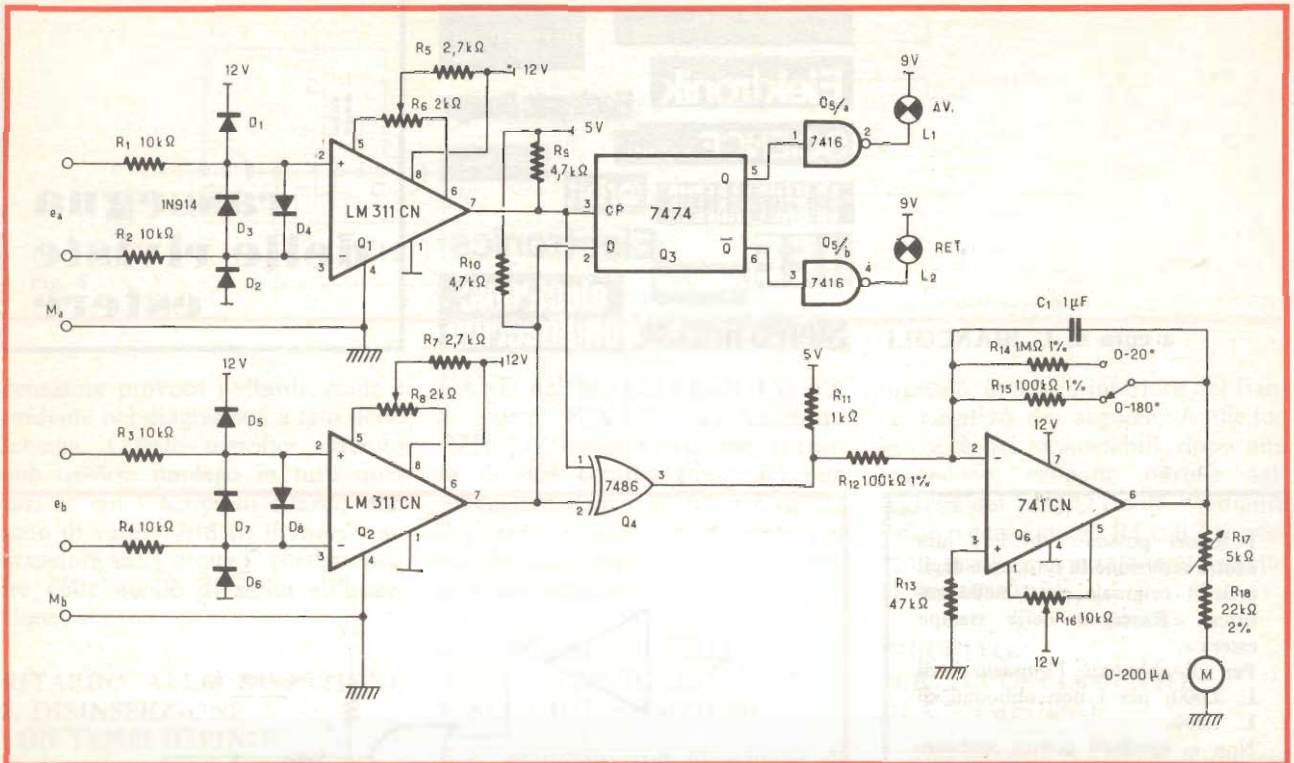



Fig. 2 - Circuito elettrico del misuratore di fase. Le relazioni di fase che sussistono tra e_f ed e_a vengono lette direttamente sul galvanometro M. L'anticipo o il ritardo viene invece indicato attraverso l'accensione della lampada spia corrispondente.

Il segnale di uscita, V_x, viene in seguito integrato allo scopo di estrarne il valore medio, che viene letto direttamente mediante il galvanometro M.

La sezione **B** della stessa figura 1 illustra le diverse forme d'onda per uno sfasamento tra e_a ed e_b di 45° e di 135°. La superficie tratteggiata di V_x, la cui altezza è costante, è direttamente proporzionale alla fase. I valori medi di V_x, per il caso previsto, sono rispettivamente di 1,25 e di 3,75 V.

Quando i due segnali sono tra loro in fase, la tensione risultante è di valore nullo. Al contrario, quando le due onde risultano in opposizione di fase tra loro, la tensione risultante presenta un valore massimo.

In pratica, il valore medio di V_x è rigorosamente proporzionale allo sfasamento, come risulta evidente eseguendo la misura nel modo descritto.

E veniamo ora al circuito, riprodotto alla **figura 2**: il segnale di riferimento, e_a, viene applicato all'ingresso del comparatore Q1, tramite una rete costituita da R1, R2, e i diodi D1, D2, D3 e D4.

Questi elementi svolgono il compito di proteggere il comparatore contro eventuali sovraccarichi di tensione.

Un altro circuito, identico al precedente, viene ottenuto a partire da Q2, con l'aggiunta di R3, R4 e i diodi D5, D6, D7 e D8, per la messa in forma del segnale da misurare e_b.

Le uscite dei due comparatori vengono collegate al dispositivo «Exclusive OR», costituito da Q4.

Il resistore R5 costringe l'uscita di Q4 a risalire al valore di + 5 V. Il segnale emesso dal circuito «Exclusive OR» viene in seguito introdotto in un amplificatore operazionale, Q6, che costituisce uno stadio «tampone» o separatore tra lo strumento di misura M e l'uscita di Q4.

Il guadagno di Q6 ha per valore 10 oppure 1, a seconda che lo sfasamento da misurare sia inferiore o meno a 20°. Il condensatore C1 ha invece il compito di estrarre la componente media del segnale risultante dal confronto.

L'anticipo o il ritardo di e_b rispetto ad e_a viene determinato dal multivibratore Q3, il che semplifica ulteriormente il funzionamento.

Fig. 3 - Sezione di alimentazione del misuratore di fase, in grado di fornire le tensioni di ± 12 V, + 9 V e + 5 V rispetto a massa.

La **figura 3** rappresenta il circuito di alimentazione dell'intero dispositivo: un normale trasformatore di rete, il cui primario è adatto naturalmente al valore della tensione alternata disponibile, fornisce varie tensioni secondarie disponi-

bili tra un totale di cinque prese, e queste tensioni, in diversi potenziali, vengono rettificate e filtrate in modo da rendere disponibili quattro diverse tensioni continue, e precisamente:

— Una tensione di 12 V positiva rispetto a massa
— Un'altra tensione di 12 V, negativa rispetto a massa
— Due potenziali positivi rispetto a massa, rispettivamente di 5 e di 9 V.

I punti di collegamento tra l'alimentatore ed il circuito di misura sono chiaramente indicati nello schema di figura 2.

L'articolo descrive con precisione il funzionamento dello strumento, ne chiarisce la tecnica di messa a punto, e permette a chiunque lo realizzi di servirsene in modo da eseguire correttamente qualsiasi misura di fase, entro i limiti prestabiliti dalle caratteristiche del circuito.

Fig. 4 - Posizione nella quale è stato installato il dispositivo di accensione elettronica sul motore della vettura Peugeot.

L'ELETTRONICA AL SALONE DELL'AUTOMOBILE DEL 1974
(Da «Le Haut Parleur» - N. 1478 - 14 Novembre 1974)

Sebbene sia stato organizzato sotto l'insegna dell'austerità, il sessantunesimo salone dell'automobile ci ha rivelato numerose novità al livello delle applicazioni elettroniche nelle diverse branche di questa industria, con particolare riguardo all'accensione elettronica.

Ciò nonostante, a dispetto di tutti i vantaggi che questi dispositivi elettronici procurano sotto il punto di vista dell'economia di carburante, i costruttori non ne hanno ancora deciso l'impiego definitivo nelle vetture di serie. Si nota un'eccezione sul nuovo «cabriolet» prodotto dalla Peugeot, munito di un dispositivo di accensione elettronica di tipo integrato, che controlla il funzionamento del motore.

I veicoli a propulsione elettrica sono tuttora in fase sperimentale, ed una gamma di tre modelli è stata presentata dalla Ditta Teilhol, come pure un modello di vettura elettronica COB, destinata ai soli impieghi urbani, nella quale il peso morto, dovuto alla batterie, limita ovviamente lo spazio disponibile, e quindi lo sviluppo tecnologico.

Per fare un esempio delle diverse applicazioni che sono state esposte, la **figura 4** illustra la tecnica di applicazione del sistema di accensione elettronica al motore della Peugeot, il cui schema elettrico è invece riprodotto alla **figura 5**.

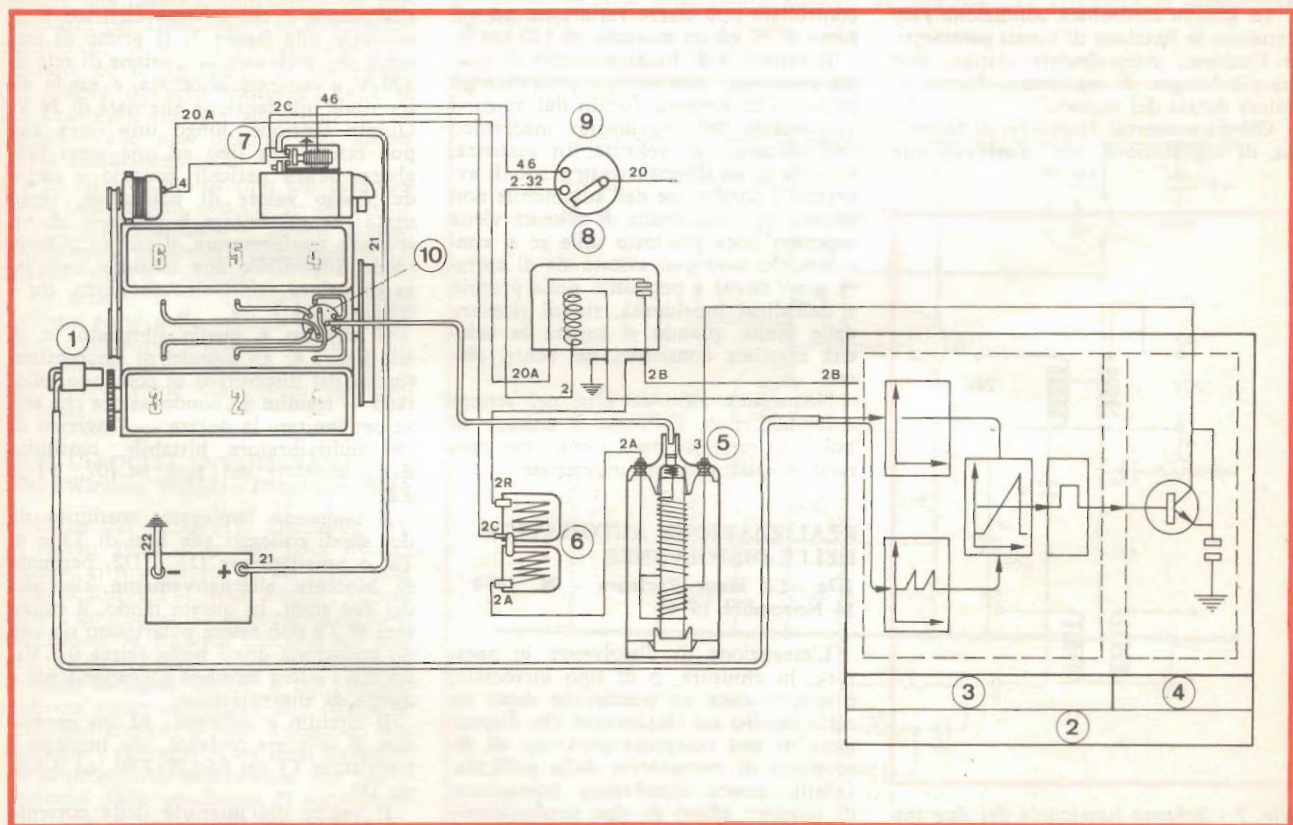



Fig. 5 - Circuito elettrico schematizzato dell'impianto di accensione elettronica di cui alla figura 4. I numeri identificano le seguenti parti: 1 - Captatore; 2 - Scatola contenente il circuito; 3 - Calcolatore; 4 - Circuito di comando; 5 - Bobina; 6 - Resistori; 7 - Solenoide; 8 - Relè; 9 - Interruttore anti-furto; 10 - Distributore di alta tensione.

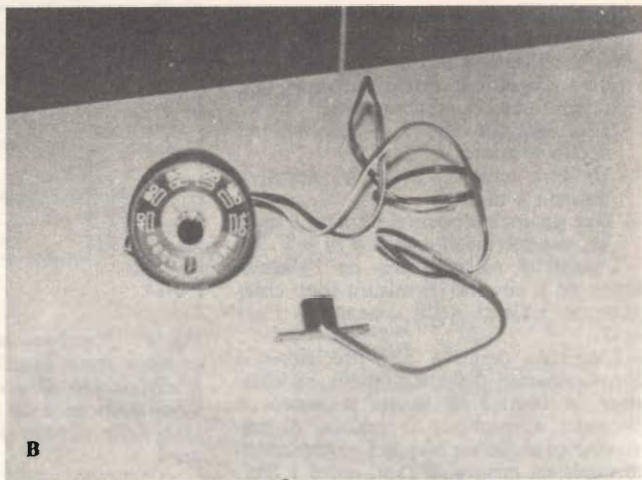
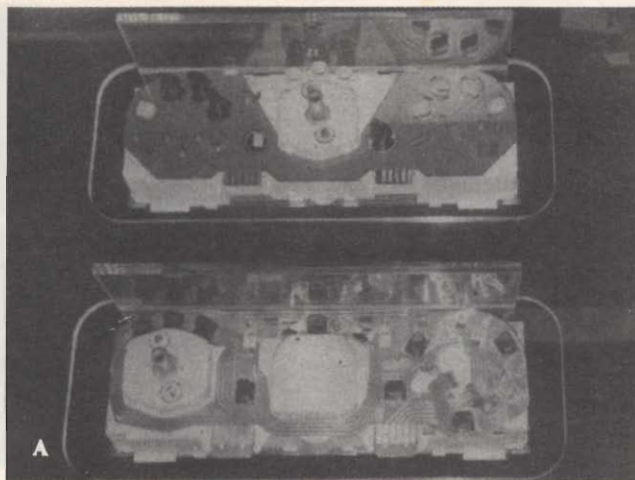



Fig. 6 - Esempio di dispositivo elettronico usato a bordo di un autovettura (A), realizzato con l'impiego di un circuito stampato di tipo flessibile. La sezione (B) rappresenta invece un dispositivo elettronico che produce un segnale di allarme ogni qualvolta viene superata una velocità prestabilita.

Mediante un captatore magnetico, si prelevano degli impulsi sull'albero a camme, che forniscono simultaneamente il valore della velocità di rotazione del motore, e le informazioni relative alla posizione dei pistoni. D'altra parte, un'informazione destinata alla correzione dell'anticipo viene prelevata rispetto alla depressione che si verifica all'interno del condotto di aspirazione del carburante.

La scatola elettronica condiziona l'accensione in funzione di questi parametri, e l'insieme, integralmente statico, non ha più bisogno di regolazioni durante l'intera durata del motore.

Oltre a numerosi dispositivi di controllo, di segnalazione, ecc., l'articolo cita

A2
220V
24V
A1

B2
24V
B1

Fig. 7 - Schema funzionale dei due trasformatori che vengono usati per ottenere il funzionamento del dispositivo per la realizzazione automatica di dissolvenze incrociate.

alcuni dispositivi basati sull'impiego di circuiti stampati di tipo flessibile, come quello illustrato in **A** alla **figura 6**, ed un dispositivo di allarme, munito di ago, che viene predisposto in corrispondenza della velocità che non deve essere superata (vedi **B** alla figura 6), fissato su di un quadrante circolare, e che funziona con l'aiuto di un captatore collegato alla base dell'indicatore di velocità.

La gamma di velocità che è possibile controllare può essere variata tra un minimo di 40 ed un massimo di 140 km/h.

Il principio di funzionamento di questo strumento consiste nel prelevare gli impulsi che vengono forniti dai magneti permanenti del movimento meccanico dell'indicatore di velocità. In sostanza, si tratta di un dispositivo in grado di avvertire il conduttore dell'automobile non appena un certo limite di velocità viene superato, cosa piuttosto utile se si considera che esso può evitare sia di correre gravi rischi a proposito della propria e dell'altrui incolumità, sia di ricevere delle multe quando si supera la velocità massima consentita nei centri abitati.

Nonostante l'attuale crisi del settore automobilistico, l'articolo è dunque di indubbio interesse per i tecnici che operano in questo campo industriale.

REALIZZAZIONE AUTOMATICA DELLE DISSOLVENZE

(Da «Le Haut Parleur» - N. 1478 14 Novembre 1974)

L'esecuzione di dissolvenze in apertura, in chiusura, o di tipo incrociato, è sempre stata un trucco che desta un certo fascino sui cineamatori che dispongono di una cinepresa provvista di dispositivo di retromarcia della pellicola. Infatti, queste dissolvenze permettono di ottenere effetti di tipo professionale anche nel campo della cinematografia dilettantistica, ed è interessante vederne i risultati non soltanto sotto il profilo artistico, ma anche sotto quello didattico, in quanto permettono il graduale passaggio da un'inquadratura ad un'altra, senza disturbare lo spettatore, bensì legando tra loro in modo logico e gradevole le due sequenze successive.

Su questo argomento la Rivista francese ha pubblicato un articolo che ha avuto inizio nel numero precedente, e che prosegue con questa puntata descrivendo il circuito elettrico del sistema.

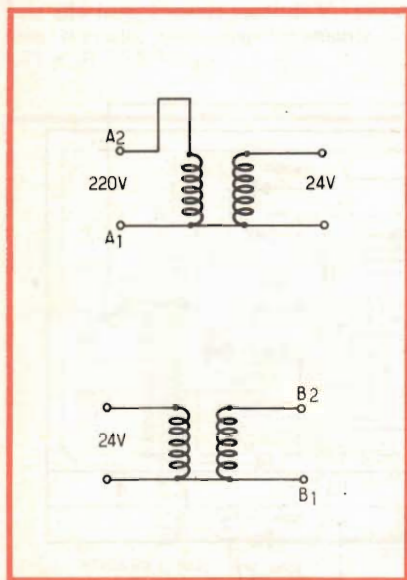
Esso si basa sull'impiego di due trasformatori, il cui schema elettrico è riprodotto alla **figura 7**. Il primo di essi serve per prelevare la tensione di rete di 220 V a corrente alternata, e rende disponibile una tensione alternata di 24 V. Questa tensione, lungo una linea che può essere tesa fino ad una certa lunghezza senza pericoli, proprio a causa del basso valore di potenziale, viene usata per alimentare il primario di un secondo trasformatore, il cui secondario rende disponibile una tensione anch'essa di valore relativamente basso, tra i terminali B1 e B2.

Il circuito è quello illustrato in **A** alla **figura 8**: gli impulsi di sincronismo emessi dal dispositivo di comando, pilotano — tramite un condensatore che serve per limitare la durata — l'ingresso di un multivibratore bistabile, costituito dai transistori del tipo BC107, T1 e T2.

Il comando impiegato, costituito da due diodi collegati alle basi di T1 e di T2, e precisamente D1 e D2, permette di bloccare alternativamente ciascuno dei due stadi. In questo modo, il collettore di T2 può essere polarizzato sia con un potenziale quasi nullo (circa 0,5 V), sia con l'intera tensione corrispondente a quella di alimentazione.

Il circuito è collegato ad un generatore di corrente costante, che impiega il transistore T3 del tipo 2N2906, ed il diodo D5.

Il valore dell'intensità della corrente è regolabile attraverso R1, e serve per caricare il condensatore da 10 µF che segue il generatore.

In questo modo, la tensione presente

ai capi della capacità varia in modo lineare in funzione del tempo.

Il tempo di carica dipende dunque dall'intensità della corrente, e quindi dal valore attribuito ad R1.

Non è possibile sfruttare questa tensione di rampa così come essa si presenta direttamente, per cui il condensatore viene seguito da un transistore del tipo BC107, usato con collettore a massa, il cui emettitore, pilota — tramite un resistore di protezione di valore compreso tra 500 e 1.500 Ω — il variatore che è stato descritto nella puntata precedente dell'articolo.

Lo stadio T5 permette di ottenere una rampa invertita, che regola il funzionamento del secondo variatore, ed il resistore del valore di 22 kΩ può essere eventualmente modificato affinché le ampiezze delle due tensioni a rampa risultino identiche tra loro.

I collettori di T1 e T2 (punti A e B dello schema) alimentano ciascuno un temporizzatore costituito da un resistore da 10 kΩ, che carica un condensatore da 10 μF, collegato tra base ed emettitore dei due stadi del tipo BC107.

Per quanto riguarda i collettori, essi sono collegati a due relè da 12 V a basso consumo di energia, che comandano il dispositivo di regolazione.

Affinché questi relè non rimangano eccitati durante l'esecuzione della dissolvenza, un condensatore da 10 μF blocca la componente continua all'ingresso del temporizzatore.

Nel caso di un dispositivo di questo genere destinato a funzionare in permanenza per l'esecuzione di dissolvenze incrociate, è possibile semplificare il circuito ed il dispositivo dei proiettori, in quanto un solo trasformatore è in tal caso sufficiente per alimentare le due lampade che non devono mai illuminarsi simultaneamente.

Per installazioni di tipo più complesso, il Lettore può, con l'aiuto dei circuiti descritti, realizzare i diversi moduli che possono sembrargli opportuni in base alle proprie esigenze.

La sezione **B** della figura 8 illustra l'ultima parte dello schema del dispositivo, contenente i transistori T6 e T7, che pilotano i relè attraverso i quali il dispositivo viene comandato meccanicamente.

DUE CIRCUITI INTERESSANTI (Da «Wireless World» - Dicembre 1974)

Anche nel numero di Dicembre dello scorso anno della ben nota Rivista inglese, ci è sembrata di un certo interesse la Rubrica «Circuit Ideas»; infatti, oltre a un dispositivo elettronico di commutazione, la Rubrica descrive un preamplificatore-equalizzatore, funzionante secondo la curva RIAA, il cui circuito elettrico viene riprodotto alla **figura 9**.

Questo circuito è stato progettato per abbinare i vantaggi di un altro dispositivo di precedente descrizione, con quelli derivanti dalla possibilità di accoppiare direttamente una testina fonografica all'ingresso di un amplificatore di una certa potenza e di classe elevata.

Il circuito presenta un basso fattore

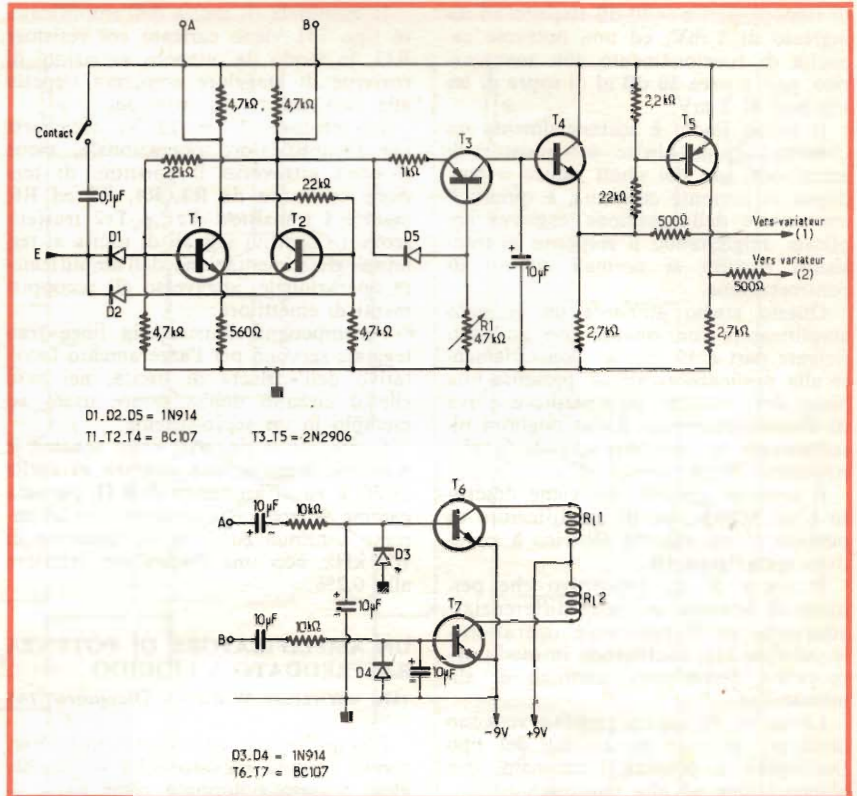



Fig. 8 - In (A), lo schema della sezione di elaborazione degli impulsi, con la quale vengono comandati gli stadi finali T6 e T7, del circuito illustrato in (B), per pilotare i relè che determinano l'azione di comando per effettuare la dissolvenza automatica.

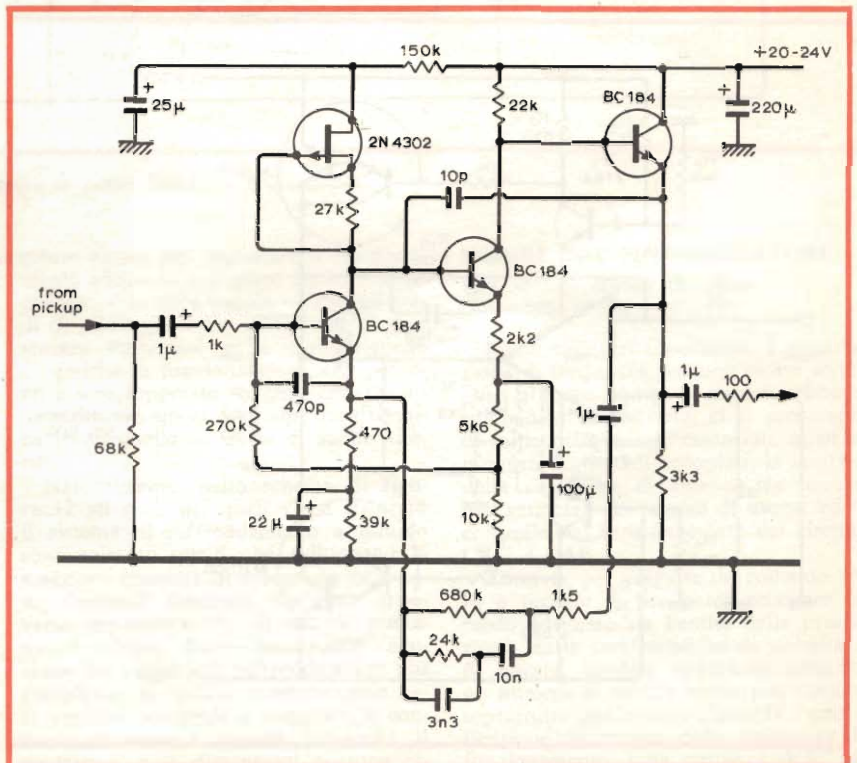



Fig. 9 - Schema del preamplificatore equalizzato secondo le norme RIAA, da inserire tra una testina di lettura fonografica, e l'ingresso di un amplificatore di potenza.

di rumore, pari a −70 dB rispetto ad un ingresso di 5 mV, ed una notevole capacità di funzionamento con sovraccarico, pari a circa 30 dB al di sopra di un ingresso di 3 mV.

Il primo stadio è sostanzialmente un circuito del tipo Liniac, con resistori di emettitore, uno dei quali riduce il guadagno in corrente continua, e quindi l'ammontare della reazione negativa applicata, migliorando il responso ai transistori rispetto ai normali circuiti di controreazione.

Questo stadio alimenta un secondo amplificatore funzionante con un coefficiente pari a 10, che — contrariamente alla pratica normale — presenta una parte del resistore di emettitore priva di disaccoppiamento, il che migliora ulteriormente le caratteristiche di funzionamento.

Il secondo circuito che viene descritto è un nuovo tipo di amplificatore di potenza, il cui schema elettrico è riprodotto alla **figura 10.**

Si tratta di un dispositivo che permette di ottenere un'uscita differenziale attraverso un amplificatore operazionale del tipo 741, usufruendo in modo appropriato dei relativi terminali di alimentazione.

Le uscite di questo circuito vengono usate per pilotare dei circuiti del tipo Darlington di potenza, funzionanti con alimentazione ad alta tensione.

Questo sistema di uscita differenziale è possibile a causa del rapporto di reiezione degli amplificatori operazionali, e del fatto che l'uscita avviene attraverso uno stadio funzionante in classe B.

Il terminale di uscita dell'amplificatore tipo 741 viene caricato col resistore R11, in modo da ottenere variazioni di corrente di maggiore ampiezza rispetto alla tensione di alimentazione.

La tensione di ± 15 V, necessaria per l'amplificatore operazionale, viene ricavata attraverso il partitore di tensione costituito da R3, R4, R5 ed R6, mentre i transistori Tr1 e Tr2 trasferiscono i rispettivi segnali di uscita ai terminali di alimentazione dell'amplificatore operazionale, attraverso gli accoppiamenti di emettitore.

I componenti illustrati in linee tratteggiate servono per l'azzeramento facoltativo dell'«offset» di uscita, nel caso che il circuito debba essere usato ad esempio in un servo-sistema.

Con i valori riportati nello schema, è possibile ottenere una potenza di uscita di 30 V su di un carico di 8 Ω, per una gamma di frequenze compresa tra la corrente continua ed il valore massimo di 100 kHz, con una distorsione inferiore allo 0,2%.

UN AMPLIFICATORE DI POTENZA RAFFREDDATO A LIQUIDO

(Da «Wireless World» - Dicembre '74)

L'amplificatore descritto in questo secondo articolo rilevato nella Rivista inglese è stato sviluppato come parte di un programma di ricerche nel quale sono stati sperimentati alcuni tipi di circuiti originali.

Il primo modello è stato progettato in modo da produrre picchi di corrente leggermente più intensi di 10 A, con frequenze comprese tra 0 e 5 kHz, sebbene l'esperienza pratica abbia permesso di accertare che il circuito era in grado di funzionare anche con limiti più estesi, permettendo quindi di risolvere problemi di varia natura, soprattutto agli effetti della massima potenza utile.

La tecnica di raffreddamento è quella illustrata alla **figura 11,** che mostra in alto il sistema di raccordo mediante tubetti di rame fissati ad una piastrina, per la circolazione del liquido di raffreddamento, che viene fatto passare attraverso il blocchetto metallico opportunamente sagomato, in modo da poter aderire alla superficie inferiore di un transistore di potenza, visibile in basso.

Usufruendo di un accorgimento di questo genere, è chiaro che l'assorbimento termico risulta molto maggiore di quello che è possibile realizzare con un sistema convenzionale di raffreddamento ad aria, anche se basato sull'impiego di dissipatori termici particolarmente efficaci.

I vantaggi che derivano da questo sistema consistono soprattutto in un minore ingombro, grazie al fatto che il liquido può circolare attraverso apposite condutture, in modo da dissipare altrove il calore accumulato, attraverso una opportuna serpentina, sistemata alla massima distanza possibile dalle sorgenti di calore.

Un esempio tipico di circuito basato sull'impiego di questo sistema è quello riprodotto alla **figura 12:** in questo schema, due degli stadi di tipo convenzionale sono stati sostituiti da coppie del tipo

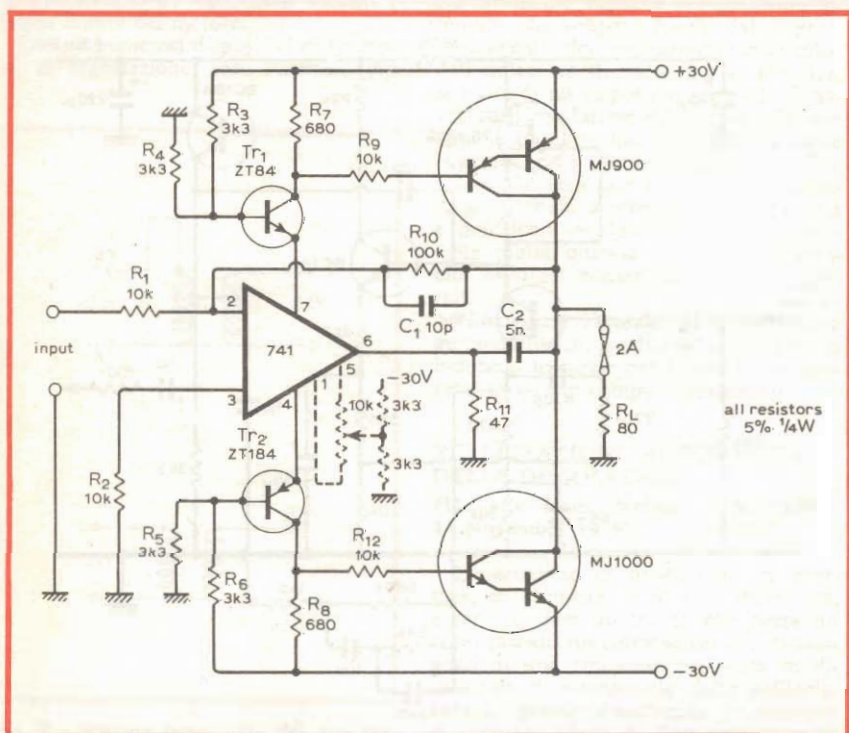



Fig. 10 - Nuovo tipo di amplificatore di potenza che — usufruendo di due unità Darlington — permette di ottenere una potenza di uscita di 30 W, con lo 0,2% di distorsione, dalla corrente continua alla frequenza di 100 kHz.

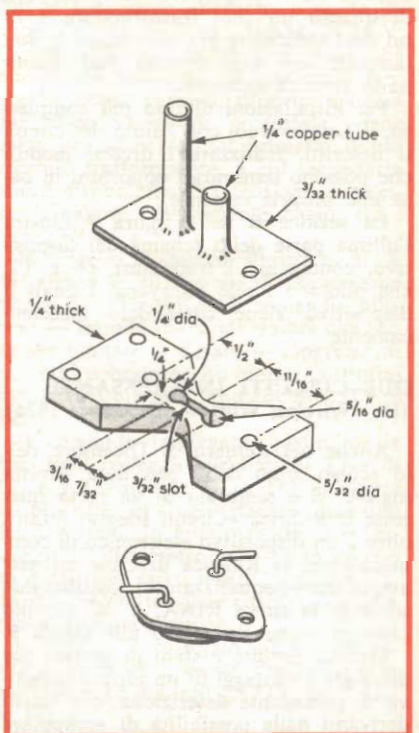



Fig. 11 - Dispositivi che permettono di raffreddare un transistore di potenza mediante la circolazione di un liquido.

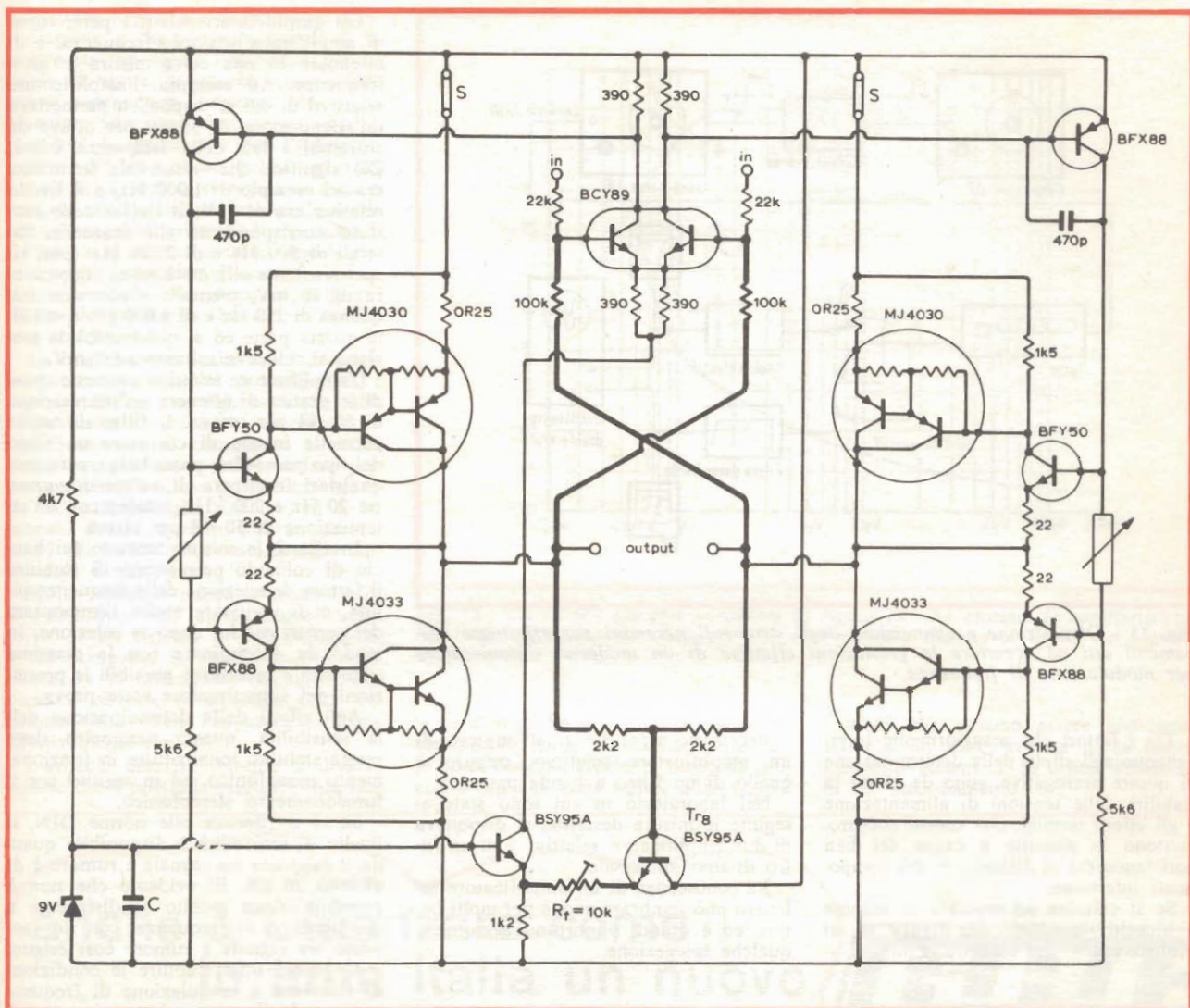



Fig. 12 - Circuito completo dell'amplificatore a ponte descritto nell'articolo.

Darlington, installate in contenitori TO3. Ciò permette di aumentare la sensibilità in modo tale che l'amplificatore funzioni direttamente con un sistema di pilotaggio a bassa potenza, sebbene gli stadi di uscita vengano realizzati su supporti a circuito stampato.

Quando le due uscite degli stadi di amplificazione sono collegate tra loro in modo da costituire una coppia di bracci di un ponte, la polarizzazione impone la disponibilità di un circuito a tensione costante, in grado di fornire tensioni di valore compreso tra 1,2 ed 1,5 V.

Questo circuito di polarizzazione viene sfruttato per regolare la corrente stabile che scorre attraverso i transistori di potenza, e che costituiscono in realtà i veri e propri bracci del ponte citato.

I transistori che pilotano gli stadi ad accoppiamento di emettitore devono poter funzionare con gli emettitori collegati ad una delle linee comuni di alimentazione («bus»), in quanto — in caso contrario — non è più possibile ottenere variazioni di tensione sufficientemente ampie per provocare il funzionamento adeguato dell'intero ponte. Ciò significa — in altre parole — che gli stadi di pilotaggio sono suscettibili di presentare variazioni nelle caratteristiche dinamiche di funzionamento, che possono essere soppresse soltanto con l'aiuto di un buon sistema di dissipazione termica come quello al quale ci siamo riferiti.

Naturalmente, nello schema di figura 12 gli stadi nei quali viene sfruttato il sistema di raffreddamento a liquido sono soltanto quelli che sviluppano la maggiore quantità di calore. In ogni caso, l'articolo dimostra, sia pure attraverso argomentazioni di natura prettamente teorica, che — nonostante l'adozione del sistema di raffreddamento più complesso di quello convenzionale — la potenza ottenibile è maggiore, il consumo di energia rimane pressoché il medesimo, e le dimensioni possono essere più compatte che non impiegando un sistema di dissipazione termica di tipo convenzionale.

MISURE SUI SINTONIZZATORI

(Da «HI-FI Stéréo Disques» - Dicembre 1974)

I sintonizzatori funzionanti a modulazione di frequenza possono essere sottoposti a numerosi tipi di misure, sebbene sui banchi di collaudo, ci si accontenti di solito delle misure essenziali, quali la taratura degli stadi accordati, la verifica della sensibilità di antenna, la misura dell'ampiezza dei segnali di uscita, ed il controllo del funzionamento dei circuiti CAG e CAF.

Tuttavia, per eseguire un collaudo vero e proprio, e per poter accertare in modo adeguato sia l'entità delle prestazioni, sia le caratteristiche di stabilità e di durata, sarebbe opportuno eseguire un numero di misure molto più elevato, soprattutto per quanto riguarda l'amplificazione, la gamma delle frequenze di funzionamento, e la costanza delle caratteristiche di sintonia, ad esempio col variare della temperatura, col passare del tempo, ecc.

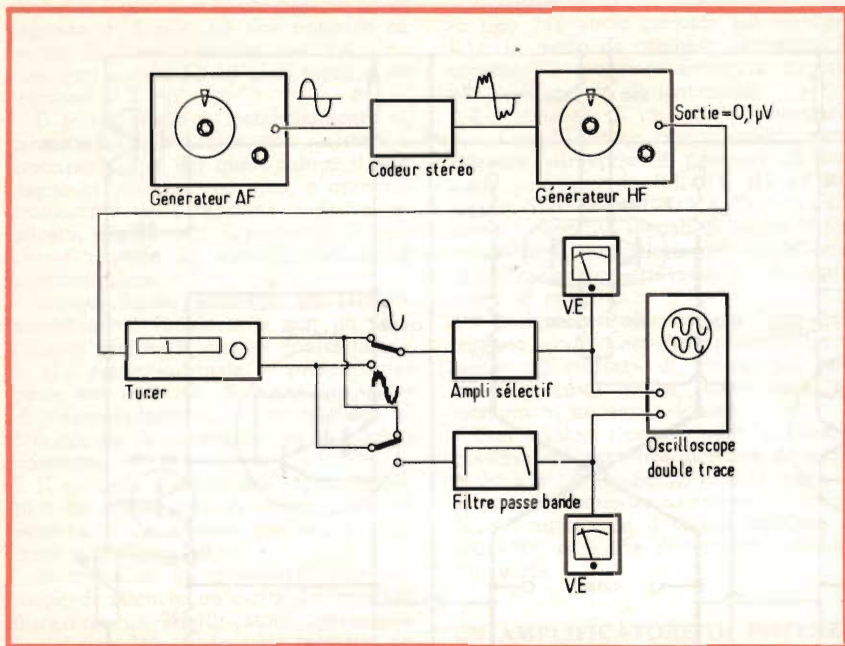



Fig. 13 - Disposizione e connessioni degli strumenti necessari per effettuare rilevamenti atti ad accertare le prestazioni effettive di un moderno sintonizzatore per modulazione di frequenza.

Tra i fattori che maggiormente intervengono agli effetti della determinazione di queste prerogative, sono da citare la stabilità delle tensioni di alimentazione e gli effetti termici, che spesso compromettono la sintonia a causa dei ben noti fenomeni di dilatazione dei componenti interessati.

Se si esamina ad esempio lo schema a blocchi riprodotto alla **figura 13**, si intuisce che — per eseguire la misura — è necessario ricorrere o all'impiego di un amplificatore selettivo, oppure a quello di un filtro a banda passante.

Nel laboratorio in cui sono state eseguite le misure descritte, si disponeva di due amplificatori selettivi, e di un filtro di tipo universale.

La conoscenza di un amplificatore selettivo può sembrare nuova per molti lettori, ed è quindi opportuno aggiungere qualche spiegazione.

Fig. 14 - Inserendo il sintonizzatore da provare tra un generatore di segnali a modulazione di frequenza, e tre strumenti, consistenti in un oscilloscopio, un voltmetro elettronico ed un amplificatore di bassa frequenza, è molto facile effettuare tutte le misure che consentono di accertare le prestazioni del sintonizzatore.

Gli amplificatori selettivi permettono di amplificare una sola frequenza, e di attenuare in una certa misura le altre frequenze. Ad esempio, l'amplificatore selettivo di cui si disponeva permetteva un'attenuazione di 30 dB per ottava da entrambi i lati della frequenza scelta. Ciò significa che — se tale frequenza era ad esempio di 1.000 Hz, e il livello relativo era di 1 V, il livello della tensione corrispondente alle frequenze laterali di 500 Hz e di 2.000 Hz (pari rispettivamente alla metà ed al doppio) era di 30 mV, mentre — con una frequenza di 250 Hz e di 4.000 Hz (pari alla quarta parte ed al quadruplo) la tensione si riduceva soltanto ad 1 mV.

L'amplificatore selettivo permette quindi in pratica di ottenere un'attenuazione di 60 dB per ottava. Il filtro di banda permette invece di costituire un filtro del tipo passa-alto, passa-basso, ecc., con qualsiasi frequenza di valore compreso tra 20 Hz e 200 kHz, sempre con un'attenuazione di 30 dB per ottava.

In effetti, le misure eseguite sui banchi di collaudo permettono di stabilire il fattore di reiezione delle frequenze pilota, e di verificare anche l'ammontare dei segnali residui dopo la selezione, in modo da determinare con la massima sicurezza e precisione possibili le prestazioni del sintonizzatore sotto prova.

Agli effetti della determinazione della sensibilità, questo parametro deve essere stabilito innanzitutto in funzionamento monofonico, ed in seguito per il funzionamento stereofonico.

Se ci si riferisce alle norme DIN, il livello di sensibilità è disponibile quando il rapporto tra segnale e rumore è di almeno 26 dB. E' evidente che non è possibile alcun ascolto soddisfacente a modulazione di frequenza, con un rapporto tra segnale e rumore così esiguo.

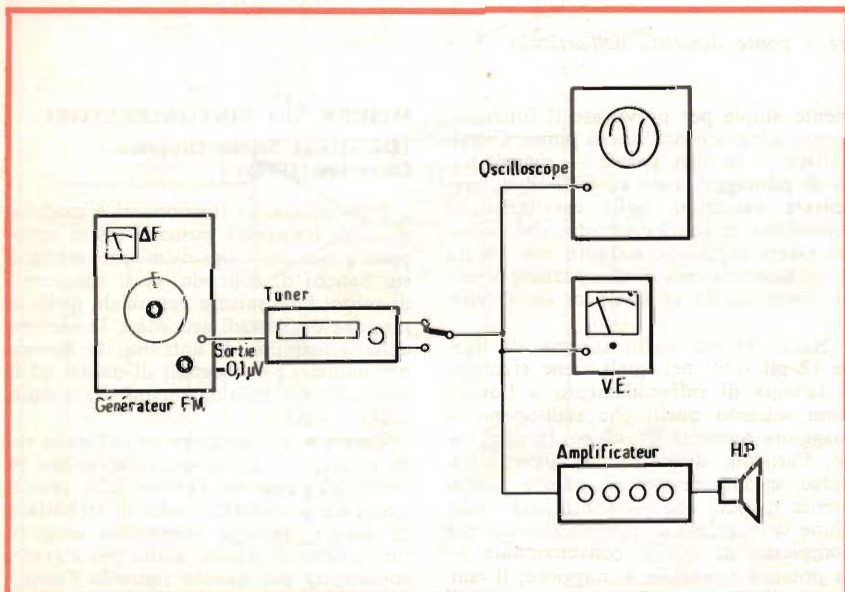
E' perciò utile stabilire le condizioni di ricezione a modulazione di frequenza, quando il campo elettromagnetico è piuttosto debole.

Questo è il motivo per il quale viene effettuato l'esperimento in base allo schema a blocchi di **figura 14**, che illustra l'attrezzatura necessaria per ottenere la curva riprodotta come esempio alla **figura 15**.

La prima operazione consiste nel sintonizzare rigorosamente i circuiti accordati sulla frequenza del segnale prodotto dal generatore. A questo scopo, si applica all'ingresso del sintonizzatore un segnale di ampiezza dell'ordine di 100 µV, mettendo beninteso fuori funzionamento il dispositivo di controllo automatico della frequenza.

Il segnale viene modulato in frequenza a 1.000 Hz, in modo da ottenere un valore di Af pari a 40 kHz. In seguito, si riduce il segnale a 10 µV, e si verifica se la sintonia sussiste ancora, per poi attenuare il segnale fino al valore minimo di 1,5 µV.

Questa verifica viene naturalmente eseguita attraverso l'oscilloscopio.

E' ovvio che — per poter eseguire misure di questo tipo, vale a dire con segnali di ingresso dell'ordine di pochi microvolt — è indispensabile disporre di un generatore di segnali di alta classe,

privo cioè totalmente di fenomeni di irradiazione, e che consenta quindi di regolare su tali valori l'ampiezza del segnale di uscita, senza che quest'ultimo possa raggiungere l'ingresso del sintonizzatore attraverso altre strade, non suscettibili di regolazione per l'ampiezza.

Una volta che questa prima operazione sia stata svolta, si regola ancora al minimo l'uscita del generatore, in modo che il segnale presenti l'ampiezza di 0,1 μV, e si utilizza questo segnale per eccitare il dispositivo di accordo in modo automatico, allo scopo di evitare i difetti dovuti eventualmente all'oscillatore locale.

Le misure da eseguire sono descritte con notevole ricchezza di particolari, e soprattutto con una rigorosità che tutte le Fabbriche dovrebbero osservare, prima di mettere in commercio sintonizzatori che possono a lungo andare presentare dei difetti, con particolare riguardo all'instabilità, alla sintonia, ed ai fenomeni dovuti appunto alla temperatura ed alle variazioni eventuali della tensione di alimentazione.

Molto spesso — infatti — le sezioni di alimentazione dei sintonizzatori sono prive di un sistema di stabilizzazione, e ciò comporta inevitabilmente discordanze tra le indicazioni ottenute attraverso il sistema di sintonia, e la frequenza sulla quale l'apparecchio viene effettivamente regolato.

L'articolo descrive dunque le diverse misure che è possibile eseguire, chiarisce le caratteristiche dell'attrezzatura necessaria, ed elenca le diverse fasi attraverso le quali vengono svolte, in modo da precisare con una certa serietà quali sono i risultati che devono essere conseguiti affinché un sintonizzatore possa essere giudicato veramente in ottime condizioni di funzionamento.

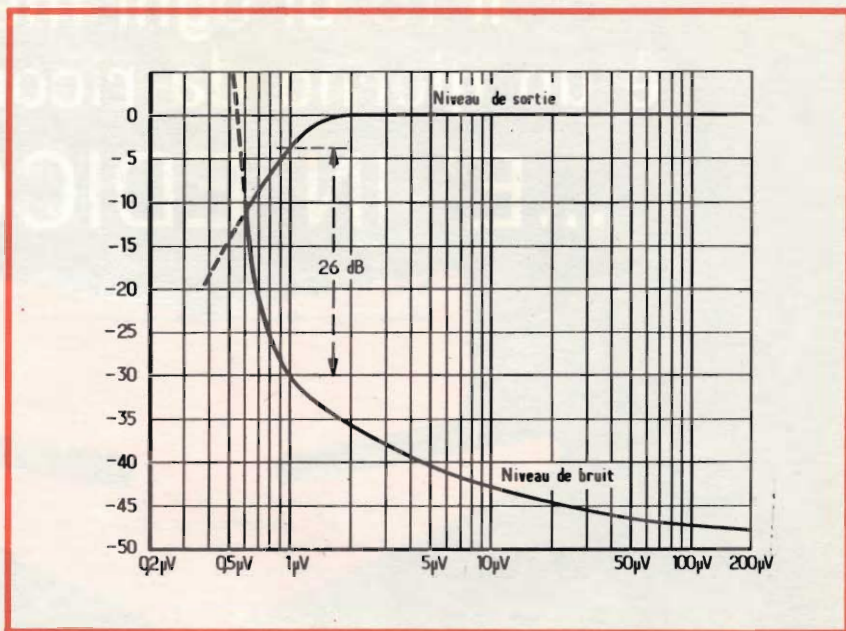



Fig. 15 - Curva rilevata con il sistema di figura 14, che esprime le caratteristiche del livello di uscita, ed i rapporti che esso presenta rispetto al livello del segnale di rumore.

i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. DORIA D. - Roma
Controllo di apparecchi per il servizio mobile

Per essere in grado di controllare con la massima celerità ed efficienza le apparecchiature destinate al servizio mobile nelle gamme VHF occorre ovviamente disporre della stessa attrezzatura che in genere è necessaria per il controllo degli apparecchi di tipo professionale.

Recentemente la Marconi Instruments ha messo sul mercato italiano un apparecchio destinato per l'appunto a questo genere di attività e che comprende tutto un insieme di strumenti di misura e di controllo, raggruppati in un unico contenitore.

Si tratta del «mobile radio test set» *modello TF 2950, illustrato in figura 1 il quale comprende* un generatore di segnali*, con precisione dell'ordine del ± 0,5 rispetto al valore letto, con possibilità di modulazione interna ed esterna,* un voltmetro ad alta frequenza, *con possibilità di letture di 10, 30, 100, 300 mV fs, e 1, 3, 10 V fs,* un monitore per il controllo della modulazione FM, *con deviazione da 0 a 5 kHz e da 0 a 25 kHz,* AM *da 0 all'80%,* un misuratore della potenza RF, *con misura continua da 0 a 15 W e da 15 a 25 W,* un generatore di bassa frequenza, *a 1000 Hz, con uscite da 0 a 3, da 0 a 30, da 0 a 300 mV e da 0 a 3 V.*

L'alimentazione può essere effettuata mediante delle batterie ricaricabili oppure in alternata a 110 o 220 V, 50 Hz, con un assorbimento di circa 10 W.

Il TF è realizzato in tre versioni distinte in funzione della frequenza e precisamente: TF2950: *65 ÷ 84 MHz, 84 ÷ 108 MHz; 138 ÷ 180 MHz, 420 ÷ 470 MHz.*
TF2950/1: *84 ÷ 108 MHz, 108 ÷ 140 MHz, 138 ÷ 180 MHz, 420 ÷ 470 MHz.*
TF2950/2: *30 ÷ 40 MHz, 40 ÷ 52 MHz, 50 ÷ 65 MHz, 65 ÷ 84 MHz, 138 ÷ 180 MHz, 420 ÷ 470 MHz.*

Sig. BOTTA D. - Torino
Registratore a cassetta TC-85

La velocità di registrazione del TC-85 della Sony *non è di 1" 5/16 come afferma il suo amico ma di 1" 7/8 come dimostrerò nel paragrafo successivo parlando della confusione che si fa nel definire la velocità di registrazione in pollici ed in centimetri.*

Fig. 1 - Strumento di controllo «mobile radio test set» modello TF 2950 della Marconi Instruments, per la verifica delle apparecchiature per il servizio mobile nella gamma VHF.

Fig. 2 - Registratore a cassetta Sony TC-85, alimentabile con pile oppure in corrente alternata tramite alimentatore esterno.

Il TC-85 può essere benissimo alimentato anche in corrente alternata mediante un apposito alimentatore che è reperibile presso tutti i punti di vendita della GBC Italiana (figura 2).

Il numero che segue le cassette si riferisce alla durata di incisione, ed ovviamente di riproduzione, in minuti pertanto C30 *indica la durata di registrazione di 30 minuti,* C60 *di un'ora,* C90 *di un'ora e mezza,* C120 *di due ore, ossia centoventi minuti. Le cassette Sony con sigla* CR *sono del tipo al cromo,* HF *per HI-FI mentre la* K *sta ad indicare il contenitore di plastica.*

L'indicazione della velocità di scorrimento dei nastri magnetici è piuttosto bizzarra perché nel 1935 i tedeschi misero a punto i primi registratori usando un cabestan da 10 mm trascinato da un motore sincrono a 1500 g/m per cui risultava una velocità dell'ordine di 78,5 cm/s. Nel dopoguerra essi ripresero la produzione usando però dei motori da 1440 g/m previsti per il cinema a 24 immagini al secondo, ottenendo la velocità di 75,4 cm/s e, per divisione, di 37,7 cm/s.

Gli americani non vollero rimanere indietro in tale genere di costruzioni ed espressero la velocità in pollici precisamente 30" che corrispondeva a 76,2 cm/s. In Europa, per la solita forza di cose, si dovette adottare lo stesso metro e si è arrivati alle velocità attuali che, comparate, sono le seguenti:

30"	=	*76,2 cm/s*
15"	=	*38,1 cm/s*
7"1/2	=	*19,05 cm/s*
3"3/4	=	*9,52 cm/s*
1"7/8	=	*4,75 cm/s*
1"5/16	=	*2,38 cm/s*

Infatti il TC-85 ha la velocità di 4,75 cm/s e non di 2,38 cm/s.

Sig. TAGLIAFERRI D. - Savona
Rumori e trucchi per registratori

Molti sono i trucchi ai quali i professionisti ricorrono per imitare particolari rumori ed ovviamente mi è impossibile citarli tutti. Comunque poiché la sua richiesta è stata formulata in passato anche da altri lettori, citerò i principali espedienti che sono alla portata del dilettante.

1°) Cavallo - *Battere fra loro due mezze noci di cocco. Se le due seminoci si avvolgono in un panno leggero si imiterà il passo di un cavallo su terreno morbido o sull'erba. In certi casi può essere vantaggioso battere alternativamente due matite a sfera su una tavola. Classico è pure il sistema di battere le mani con le palme aperte alternativamente sulle coscie.*

2°) Crepitio di fuoco - *Agitare davanti al microfono alcuni resti di nastro magnetico aggrovigliati fra loro. Sfregare leggermente l'una contro l'altra, due scatole di fiammiferi svedesi.*

3°) Ascensore - *Attaccare e staccare un aspiratore.*

4°) Aereo *(da caccia) - Far funzionare un asciugacapelli agitando un foglio di cartone fra il microfono e l'apparecchio.*

5°) Telefono - *Collocare il microfono sul fondo di un recipiente molto stretto e parlare, non troppo forte, all'imboccatura.*

6°) Tempesta - *Si imita molto bene emettendo dei sordi sibili con la bocca o facendo svuotare una camera d'aria di un pallone e talvolta sfregando un tessuto fino su una tavoletta.*

7°) Colpo di rivoltella - *Tenere da una estremità un righello appoggiato su un tavolo e portare in alto l'altra estremità lasciandola bruscamente.*

8°) Pioggia - *Agitare regolarmente una manciata di piselli secchi sul fondo di un setaccio piatto con maglia molto fine. Lasciare cadere dei piselli secchi, o comunque dei grani molto fini, su una piastra metallica od anche un tamburo. La pioggia forte può essere imitata svuotando un sacchetto di zucchero su un foglio di carta ben teso.*

9°) Porte *(in particolare portiere di automobile) - Far cadere, piatto, un grosso libro sul pavimento.*

10°) Remi *(barca a remi) - Immergere in un catino pieno d'acqua una tavoletta allo stesso ritmo dei remi facendo cigolare nello stesso tempo, se possibile, una cerniera.*

11°) Rami spezzati - *Spezzare dei fiammiferi di legno molto vicino al microfono.*

12°) Campanello passaggio a livello - *Posare una insalatiera metallica sopra un dito e battere sul suo bordo con un cucchiaio di legno.*

13°) Collisione - *Lasciare cadere per terra, piatti, dei fogli di latta, di lamiera.*

14°) Grida di animali - *Sono i suoni difficili da imitare. Usare i richiami per la caccia o registrazioni dal vero (o ricorrere ad un buon imitatore!).*

15°) Colpo di fucile - *Si può imitare come il colpo di rivoltella ma in genere è preferibile battere un righello su una sedia di legno.*

16°) Vento - *Soffiare leggermente sul microfono. Fissare un pannello di di tela di juta su una cornice di legno e sfregare la superficie con uno straccio di carta robusta.*

17°) Truppe in marcia - *Scuotere ritmicamente una scatola contenente qualche fiammifero.*

18°) Onde - *Agitare la mano in un recipiente pieno d'acqua. Le onde che si infrangono sulla spiaggia possono essere imitate ponendo alcuni pallini da caccia in una scatola e facendoli muovere ritmicamente. L'urto delle onde contro la scogliera si riproduce agitando un pallone pieno d'aria nel quale sono stati introdotti pochi granelli.*

19°) Acqua - *Un rubinetto più o meno aperto imita il rumore di una sorgente, di un ruscello e di una cascata. Il rumore di caduta d'acqua si può ottenere travasando bruscamente il liquido da un recipiente all'altro. Una paletta agitata in un catino pieno d'acqua, imita l'ondeggiamento di un lago.*

20°) Scappamento a vapore - *Impiegare il saldatore ben caldo nell'acqua.*

21°) Elicottero - *Mettere un pezzo di cartone o di plastica a contatto con le pale di un ventilatore in movimento e far variare la pressione per modificare il rumore.*

22°) Mare - *Passare la mano in senso alternato sulla manica della giacca vicino al microfono.*

23°) Tuono - *Battere un grande foglio di lamiera ad una certa distanza dal microfono. La tempesta si imita agitando fortemente un foglio di lamiera.*

24°) Passi sulla neve - *Stringere alternativamente tra le mani un pacchetto di amido o di fecola.*

Sig. BARDINI D. - La Spezia
Lunghezza cavi TV

Le seguenti due tabelle indicano la lunghezza dei cavi di collegamento degli impianti televisivi in funzione delle frequenze. Ovviamente la lunghezza del cavo può essere un multiplo di quella indicata.

CANALI VHF

canale	cm
A	177
B	153
C	117
D	55
E	53
F	51
G	49
H	46
H_1	45

CANALI UHF

canale	cm
21	84
22	82
23	81
24	80
25	78
26	77
27	76
28	75
29	74
30	73
31	71
32	70
33	69
34	68

Sig. MANTERO D. - Alessandria
Fac-simile per meteorologia

Delle apparecchiature relative ai servizi fac-simile per meteorologia ho già parlato più volte in questa rubrica. Un ottimo apparecchio del genere è quello illustrato in figura 3 costruito dalla Koden e reperibile presso la Apel-Mar di Genova.

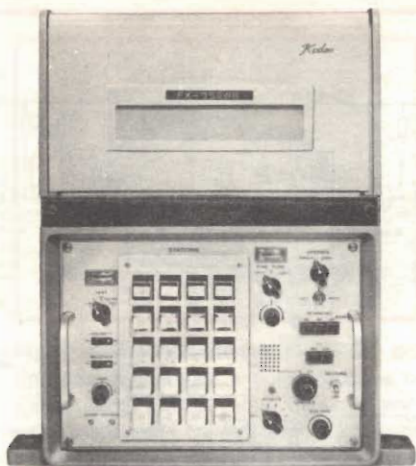



Fig. 3 - Ricevitore per fac-simile meteorologico, tipo FX-750 WR della Koden, per gamme onde lunghe 100 ÷ 160 kHz ed onde corte 2 ÷ 25 MHz.

Tale apparecchio può ricevere la gamma delle onde lunghe di 100 ÷ 160 kHz e quella delle onde corte da 2 a 25 MHz. Velocità, rispettivamente: 60, 90, 120 g/m; indici di cooperazione 288, 576. La sensibilità del ricevitore è di 1 μV per un rapporto segnale/disturbo di 20 dB.

La figura 4 mostra una carta meteorologica di una zona del Giappone riprodotta con il modello FX-750WR.

Sig. CORSARI L. - Milano
Amplificatore di grande potenza

Attualmente non prevediamo di pubblicare la descrizione di un amplificatore di grande potenza (200/300 W). Comunque dietro invio di lire 3.000, potremo inviarle foto copia della descrizione di un amplificatore da 380 W pubblicata recentemente su di una rivista francese. L'articolo, scritto ovviamente in lingua francese è costituito da 16 fogli in cui sono contenuti anche gli schemi elettrici.

Sig. MARCHIORI D. - Venezia
Preamplificatore stereo HI-FI RIAA

Un preamplificatore che rappresenta veramente la soluzione ideale per realizzare un complesso stereo ad alta fedeltà è stato studiato recentemente dalla AMTRON. Si tratta del modello UK 175 del tipo stereo, fornito in scatola di montaggio completa di tutti i componenti presso i punti di vendita della GBC Italiana. Esso è stato progettato per l'accoppiamento all'amplificatore della stessa serie UK 192 ma nulla vieta di usarlo con altri complessi.

Senza dilungarmi nella descrizione, riporto le caratteristiche tecniche, più che sufficienti per illustrarne le qualità.

Ingressi: *magnetico, piezo, ausiliario e per nastro (registrazione e riproduzione).* Controlli per ciascuna sezione: *volume, alti, bassi, fisiologico, monitor ed interruttore.* Uscite: *per amplificatore di potenza e registratore, mono e stereo.*

Fig. 4 - Carta meteorologica delle coste giapponesi ricevuta con l'apparecchio di figura 3.

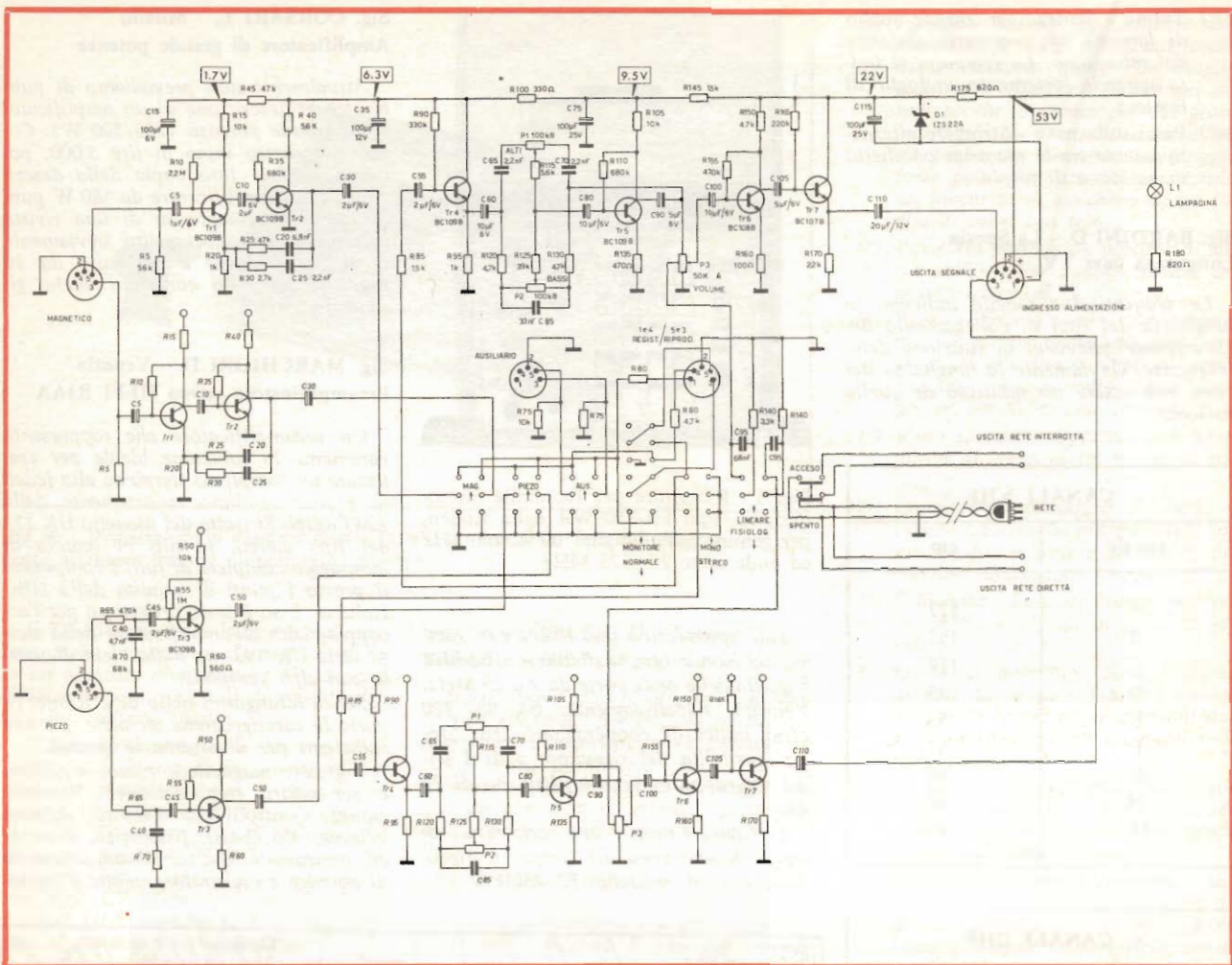



Fig. 5 - Preamplificatore stereo HI-FI RIAA, con regolatori di volume e di toni alti, bassi e fisiologico, quattro ingressi indipendenti, Amtron UK 175 (GBC Italiana).

Regolazioni: *alti ± 15 dB a 10 kHz, bassi ± 15 dB a 50 Hz, fisiologico ± 15 dB a 50 Hz.* Sensibilità magnetica per 1 V di uscita: *2 mV.* Sensibilità degli ingressi piezo, ausiliari e nastro: *100 mV.* Alimentazione richiesta: *53 Vcc, prelevata dall'amplificatore di potenza UK 192 e alimentatore UK 655 se* usati. Transistori impiegati: *10-BC109B, 2-BC108B, 2-BC107B.* Diodo Zener: *1ZS22A.*

Le consiglio l'abbinamento con l'amplificatore stereo HI-FI UK 192 e relativo alimentatore, per il fatto che il preamplificatore è contenuto in un elegante mobile, di pregevole linea estetica, che ha le identiche dimensioni del mobile utilizzato per contenere l'amplificatore.

Lo schema elettrico del preamplificatore UK 175 è riportato in figura 5.

Fig. 6 - Accensione di una lampada o azionamento di un dispositivo elettrico qualsiasi tramite due interruttori posti in posizioni differenti.

Sig. BARCA F. - Palermo
Impiego degli interruttori

Comandare un apparecchio elettrico, oppure accendere una lampada agendo su due interruttori posti in posizioni differenti, è cosa semplicissima. Basta realizzare il circuito di figura 6.

Se lei vuol mettere in moto un motore oppure accendere una lampada agendo sul primo interruttore, considerato che, come si vede in figura, la lampada è spenta, è sufficiente portare l'interruttore stesso dalla posizione A *alla posizione* B. *Se invece vuole accenderla dal secondo interruttore, questo dovrà essere portato dalla posizione* C *alla posizione* D. *Il contrario si verificherà per lo spegnimento.*

Sig. MASTROCINQUE G. - Bari
Calcolo pratico delle bobine

La formula per calcolare l'induttanza in microhenry, conoscendo il valore della frequenza e quello della capacità in parallelo, è la seguente:

$$L\ (in\ \mu H) = \frac{25350}{f^2 \times C}$$

in cui f *è espresso in megahertz e* C *in picofarad.*

Se ad esempio lei vuole calcolare l'induttanza di una bobina che possa risonare sulla frequenza di 7,3 MHz con un condensatore in parallelo da 100 pF, dovrà impostare la seguente relazione:

$$L = \frac{25350}{53{,}29 \times 100} = 4{,}75\ \mu H$$

Sig. FRISONI F. - Genova
Antenna D.D.R.R.

L'antenna D.D.R.R. (figura 7) è stata realizzata dal radioamatore USA W6UYH attorno al 1962, poi rimessa in circolazione, e questa volta con il nome di Hula Hoop, da un altro radioamatore americano. Si tratta di un tipo di antenna omnidirettiva a polarizzazione orizzontale molto adatta per l'impiego a bordo dei mezzi mobili a causa della sua altezza che è assai limitata. Essa ovviamente può avere un guadagno uguale all'unità, però in tutte le direzioni, quindi può essere paragonata ad un'antenna in quarto d'onda verticale con piano a massa ossia alla famosa ground-plane.

In effetti si tratta di un'antenna in quarto d'onda disposta a circolo nel piano orizzontale ad una altezza «H» dal piano di massa. Il cavo coassiale deve essere posto alla distanza che in figura 8 è contrassegnata dalla lettera «X», per realizzare le giuste condizioni di adattamento di impedenza, mentre il variabile C_1 permette di accordare il sistema esattamente sul quarto d'onda.

Questo sistema di antenna si comporta grosso modo come una guida d'onda a fessura ed il suo rendimento massimo si ha quando il diametro del cerchio è dell'ordine di 0,078 λ ossia 28° elettrici per λ = 360°.

L'altezza «H» deve essere di 0,007 λ.

Il rendimento dell'antenna D.D.R.R., nei confronti di un'antenna verticale accordata sulla stessa frequenza, è inferiore soltanto di 2,5 dB.

La tabella a lato si riferisce ai dati relativi alle gamme dei radioamatori; è ovvio però che il suo impiego è consigliabile soltanto per le frequenze più elevate.

Fig. 7 - Tipica antenna D.D.R.R. del tipo omnidirezionale a polarizzazione orizzontale di altezza molto bassa. Si possono osservare i tre isolatori, il trimmer per l'accordo in quarto d'onda e l'attacco del cavo coassiale da 52 Ω.

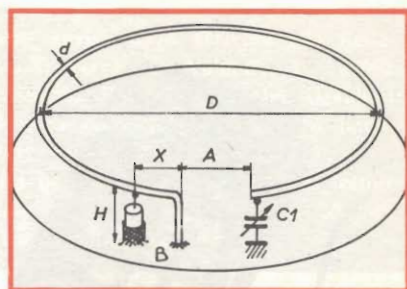



Fig. 8 - Antenna D.D.R.R. Le lettere corrispondono ai dati in tabella. D = diametro del cerchio, H = altezza, d = diametro del conduttore circolare, A = distanza fra i due terminali d'antenna, X = distanza fra il terminale d'antenna e la presa coassiale.

Gamma m	D mm	h mm	d mm	A mm	X mm	Cl pF
2	137	15	8	20	10	15
10	685	76	13	51	19	25
15	1016	102	13	51	25	35
20	1371	152	25	76	38	50
40	2743	305	64	152	76	75
80	5486	609	127	305	152	100
160	10973	1219	127	457	304	100

Sig. VERCELLINI D. - Napoli
Questione di alta fedeltà

Le casse acustiche del tipo Karlson derivano dai bass-reflex e dalle colonne sonore e, come mostra la figura 9, hanno una fenditura esponenziale allo scopo di migliorare il rendimento frontale e diminuire l'effetto delle onde stazionarie.

Per camera anecoica s'intende una sala sorda cioè con le pareti, il soffitto e il pavimento che assorbono totalmente il suono senza dar luogo ad alcuna riflessione. Cioè anecoico significa «senza eco».

Per quanto concerne la distorsione relativa ai principali radioapparecchi una valutazione d'insieme è data dal grafico che riportiamo in figura 10 mentre la figura 11 si riferisce alla cosiddetta piramide delle bande passanti che serve a contraddistinguere la caratteristica di lavoro degli amplificatori, in relazione alla qualità di riproduzione.

Fig. 9

Fig. 9 - Cassa acustica tipo Karlson, con fenditura esponenziale per migliorare il rendimento frontale.

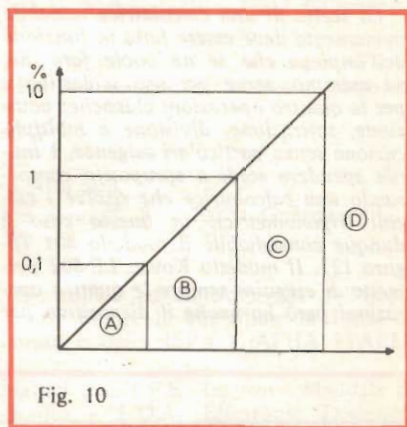



Fig. 10

Fig. 10 - Classificazione della distorsione in funzione del tipo di radioapparecchio. A = altissima fedeltà, B = alta fedeltà, C = riproduzioni radiofoniche AM, D = apparecchi di sonorizzazione pubblica.

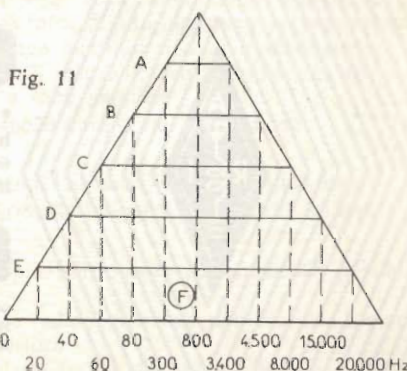



Fig. 11

Fig. 11 - Piramide caratteristica delle bandi passanti relative ai vari tipi di radioapparecchi.

Fig. 12 - Calcolatrici elettroniche portatili modelli: Hornet 801, LE-802 e QI 1015.

Sig. ARDU' D. - Cagliari
Calcolatrici tascabili

La scelta di una calcolatrice tascabile ovviamente deve essere fatta in funzione dell'impiego che se ne vuole fare. Se, ad esempio, serve per uso scolastico e per le quattro operazioni classiche: addizione, sottrazione, divisione e moltiplicazione senza particolari esigenze, è inutile spendere soldi a sproposito comperando una calcolatrice che risolve i calcoli trigonometrici: in questo caso è dunque consigliabile il modello 801 (figura 12). Il modello Kovac LE-802 permette di eseguire sempre le quattro operazioni però ha anche il dispositivo per valori negativi, il dispositivo per segnalazione di errore, un deviatore per la ripetizione delle operazioni, la possibilità di cancellatura parziale, un dispositivo per ottenere cifre decimali arrotondate a 2 decimali.

Come vede, si tratta di un esemplare più perfezionato che consente calcoli abbastanza impegnativi. Infine il modello Qualitron QI 1015 è consigliabile soltanto a chi debba eseguire con frequenza dei complessi calcoli matematici. Infatti, tale calcolatrice, oltre alle 4 operazioni fondamentali, permette l'esecuzione di calcoli trigonometrici, logaritmici, esponenziali e radici quadrate.

Sig. COMI D. - Roma
Satelliti artificiali

I simboli impiegati nella pubblicazione relativa alle orbite dei satelliti artificiali, e di cui Ella mi ha inviato fotocopia, hanno il seguente significato:

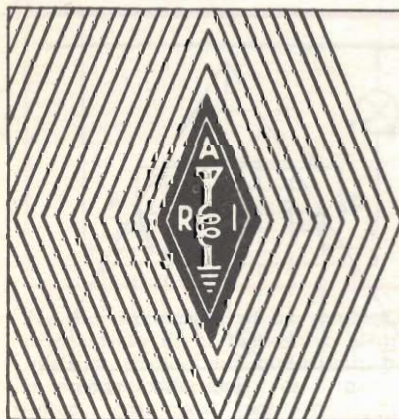
APG *(è seguito da uno o due gruppi di cifre separate da una linea di frazione). Il primo gruppo di cifre che segue immediatamente questo simbolo indica, in chilometri, l'altezza dell'apogeo dell'orbita descritta dalla stazione spaziale. Il secondo gruppo di cifre si riferisce, sempre in chilometri l'altezza del perigeo. Qualora sia indicato solo un gruppo di cifre, ciò significa che la stazione descrive un'orbita circolare e le cifre rappresentano la relativa altezza in chilometri.*

IO *(seguito da una o più cifre). Il numero che segue immediatamente questo simbolo rappresenta, in gradi, l'angolo di inclinazione dell'orbita del satellite a bordo del quale è installata la stazione spaziale. La lettera* R *in questo caso significa che il senso di rivoluzione del satellite è retrogrado.*

LG *(seguito da due o tre cifre e dalle lettere E o W). Tale simbolo concerne una stazione spaziale installata a bordo di un satellite stazionario. Le cifre e le lettere E e W indicano la longitudine geografica, in gradi, media della proiezione sulla superficie terrestre della posizione del satellite.*

PS *(seguito da una o più cifre). Il numero che segue questo simbolo indica, in minuti, il periodo dell'oggetto spaziale. Quando questo numero è seguito dal simbolo* J *ciò significa che il periodo è indicato in giorni.*

SD *(seguito da un primo gruppo di cifre separate da una frazione da un secondo gruppo di cifre). Tale iscrizione si riferisce ad una stazione spaziale stazionaria. Il primo gruppo di cifre indica in gradi le coordinate del punto della superficie terrestre verso la quale l'antenna è diretta oppure la latitudine del parallelo verso la quale la superficie equatoriale del fascio di radiazione della antenna è diretta. Il secondo gruppo di cifre indica il valore in gradi della precisione del puntamento (in più o in meno).*

Chi desidera inserire avvisi, deve scrivere alla Redazione di Sperimentare, Via P. da Volpedo, 1 - 20092 Cinisello B. specificando il materiale che desidera acquistare o vendere o cambiare, e indicando nome e indirizzo completi.
La rubrica è gratuita per gli abbonati. Agli altri lettori chiediamo il parziale rimborso spese di lire 500 da inserire, anche in francobolli, nella richiesta.

● **OFFRO** motori ad induzione Lenco 2800 giri/min. - potenza 15 W con albero prolungato.

Carcassi presso Bettarini - Via Carlo del Prete, 135 - 50127 Firenze.

● **OFFRO** corso Radio Stereo rilegato della S.R.E.; oscillatore modulato; provacircuiti a sostituzione; tester; temporizzatore tergicristallo per auto - Il tutto perfettamente funzionante vendo o cambio, con eventuale aggiunta di somma di denaro, con giradischi o amplificatore stereo.

Gianni Padoan - Via Angelotti Sup., 10 - 10099 S. Mauro Torinese.

● **OFFRO** preamplificatore stereo L. 10.000
- Amplificatore mono 20 W L. 10.000
- Preamplificatore e amplificatore stereo 6 + 6 W L. 12.000
- Mangianastri stereo-8 5 + 5 W per auto con altoparlanti L. 22.000
- Mangianastri stereo-8 10 + 10 W con diffusori Hi-Fi L. 62.000
- Amplificatore stereo 10 + 10 W nuovo completo di mobile L. 30.000
- Casse acustiche Hi-Fi 30 W L. 20.000 cad.

Roberto Lodi - Via Lamarmora, 4 - 46034 Governolo

● **OFFRO** il seguente materiale elettronico nuovo mai usato:
- 5 transistori BU108 (npn per deflessione orizzontale TV colore) L. 7.500
- 80 condensatori ceramici + 20 elettrolitici + 50 resistori tra i valori più usati L. 5.000
- 10 transistori BD139 L. 3.000
- Impianti per luci psichedeliche in contenitore monocanale da 600 W L. 13.000 - tre canali L. 22.000

Stazione Gamma - P.O. Box 6 - 20052 Monza

● **OFFRO** antenna boomerang «Mariner 2» L. 5.000
- Antenna stilo caricata L. 2.000
- Cavo per antenna m 20 L. 3.000

Gianalberto Marni - Viale Sarca 91/A - 20125 Milano - Telefono 64.24.166

● **OFFRO** moog professionale a tastiera mod. Studio in kit L. 200.000
- Moog professionale a tastiera mod. 5 in kit L. 120.000
- Leslie elettronico e generatore di inviluppi in kit L. 30.000 cad.

Federico Cancarini - Via Bollani, 6 - 25100 Brescia - Telefono 306.928

● **OFFRO** ricetrasmettitore Midland mod. 13 - 770 acquistato in coppia a fine novembre 1974 per ragioni sportive 5 W, 6 canali. Un apparecchio mai usato fornito di 1 quarzo TX e 1RX.
L'altro fornito di 6 quarzi TX e RX. Ultimo modello con frontale tutto nero. Portata variabile da 4 a 20 km con antenna portatile; da 10 a 130 km con antenna esterna sul tetto; oltre 160 km sul mare. Peso kg. 1,125 - alimentazione 12 V. L. 140.000 la coppia con custodia. Singolarmente L. 70.000 il primo apparecchio e L. 85.000 il secondo.
Trattasi con soli residenti in Milano o vicinanze.

Gabriele Pietro Chiorboli - Via Mantova, 3 - 20135 Milano

● **OFFRO** L. 7.000 per kit Amtron UK 530 in buone condizioni o ancora da montare.
- L. 3.000 per c.s. MF audio (in buone condizioni) appartenente al TV Radiomarelli RV 500 oppure RV501, RV507, RV510. Accetto anche tutto il telaio completo di componenti del suddetto televisore (L. 5.000).

Massimo Pegorari - Via Montefiorino, 23 - 00188 Roma

● **CERCO** urgentemente il numero di giugno 1970 (anche solo fotocopie) della rivista Radiorama.

Roberto Polignano - Via G. Matteotti, 10 - 70017 Putignano - Telefono (080) 731.305

● **CERCO** autoradio FM con mangianastri stereo 8 ed antenna automatica.
- Accensione elettronica
- Antifurto elettronico

Il tutto da montare su Alfa Sud.

Roberto Stopelli - Via Grandi, 8 - 20070 Guardamiglio - Telefono (0377) 51.395.

● **CERCO** corsi di elettronica ed elettrotecnica dell'Ecole Professionelle Supérieure - Parigi, la cui filiale in Italia è: Scuola Piemonte - Torino e della ISPA e AFHA ITALIA (MI).
- Libri di testo e didattici quali: F.E. Terman - Manuale di Ingegneria Radiotecnica - L.D.A. Electronic Designers HandBook Mc Graw Hill - S. Malatesta: Elettronica e radiotecnica Vol. I - e II e molti altri non elencati; accettando qualsiasi fonte di informazione e corrispondenza
- Riavvolgo e costruisco qualsiasi tipo di trasformatore
- Offro molte riviste di elettronica ed elettrotecnica ed una avvolgitrice usata a spire parallele

Arnaldo Marsiletti - 46030 Borgoforte - Tel. 64.052

● **CERCO** oscilloscopio TES mod. 0366 in ottimo stato.

Angelo Centi - Piazza S. Ambrogio 5 n.c. - 20123 Milano

● **CERCO** oscilloscopio funzionante perfettamente, possibilmente con schema.
- Cerco schemi TV e radio-registratori tipo recente, compro tutti quelli a transistori.

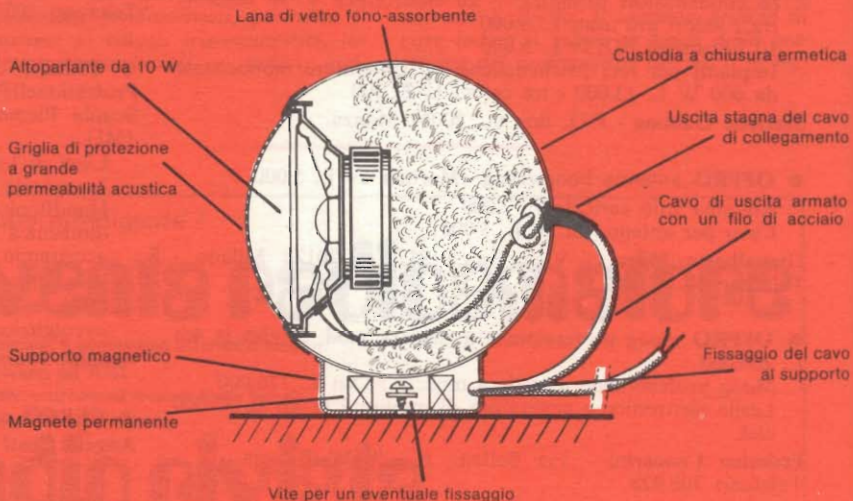
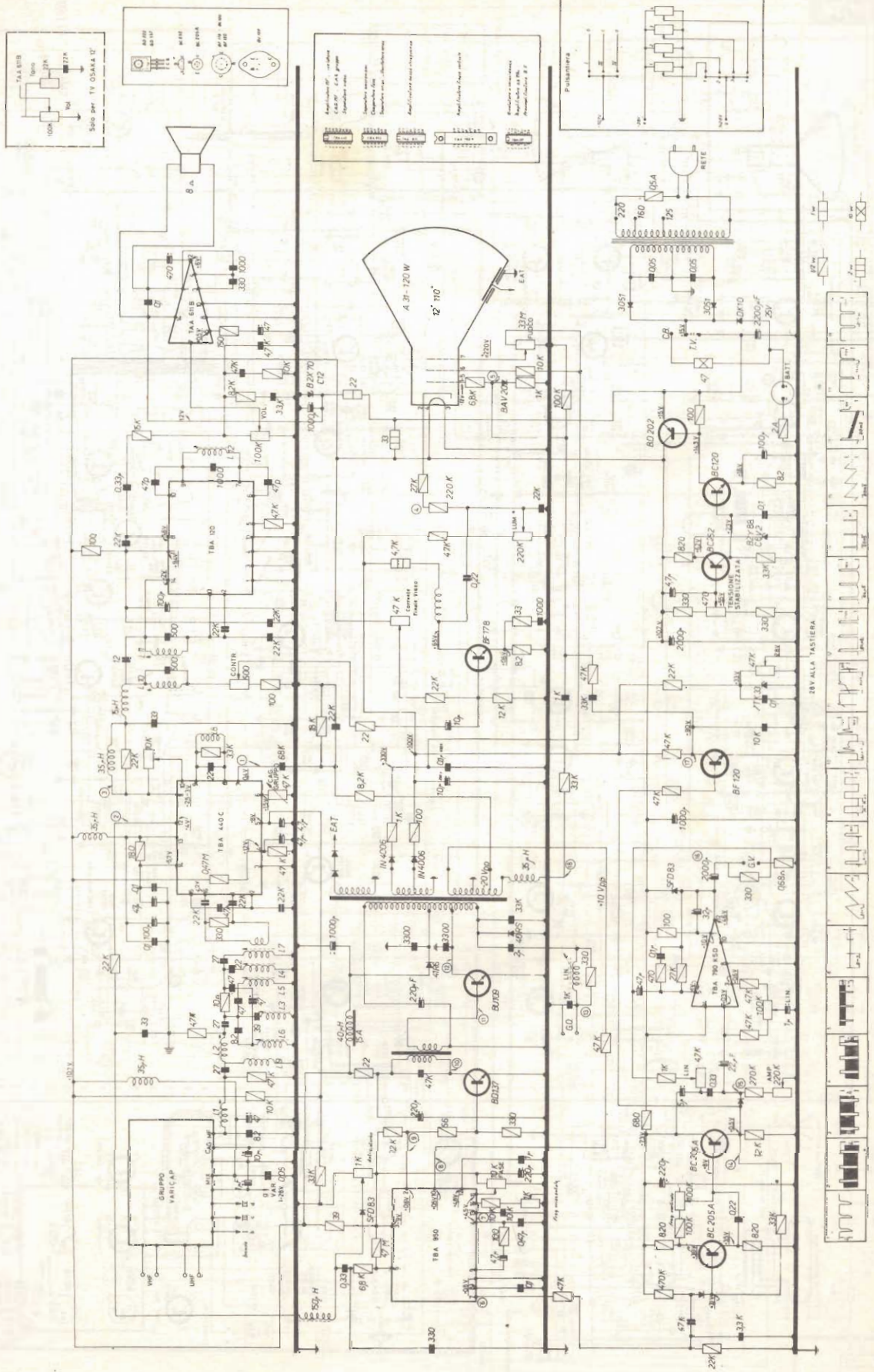
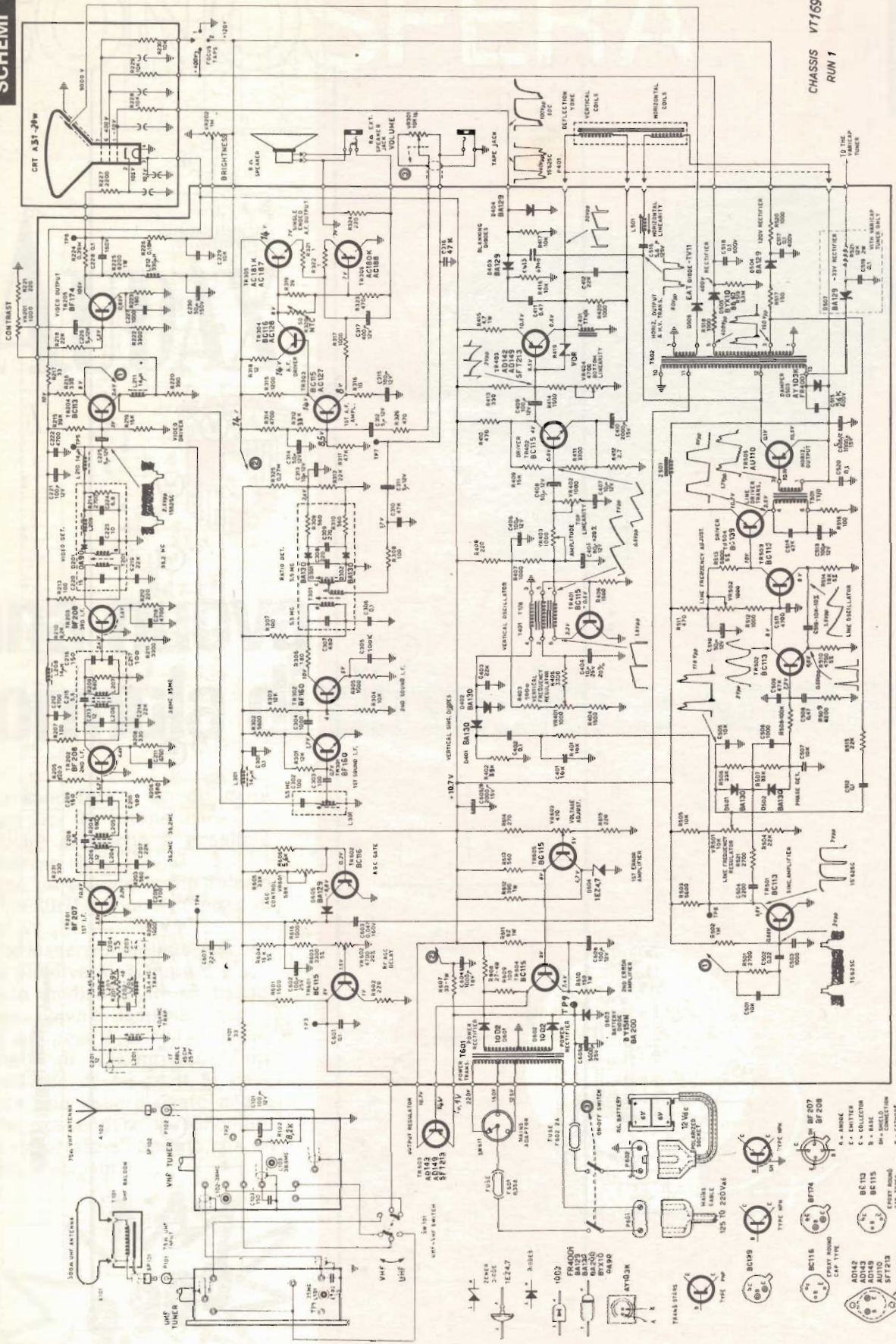
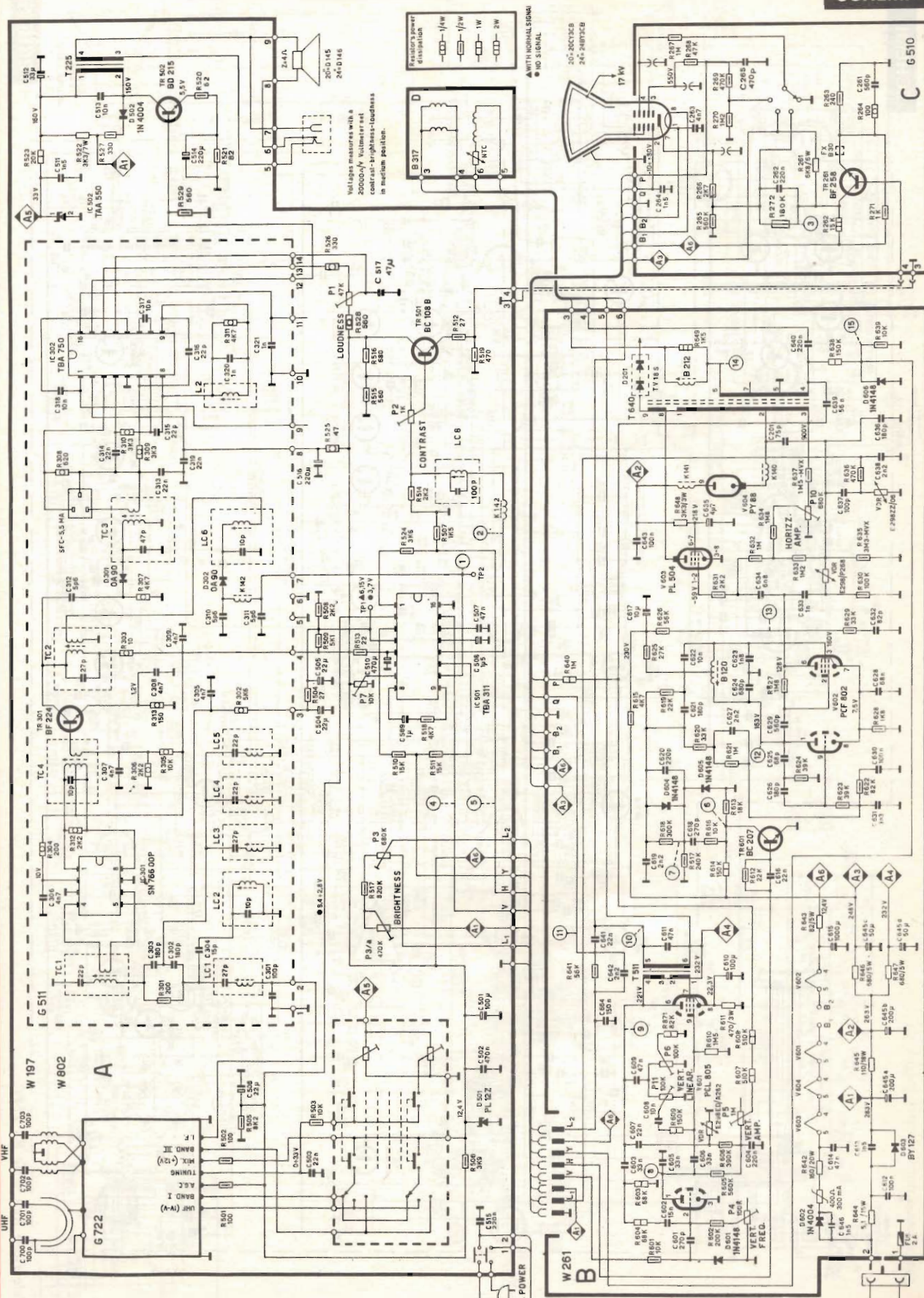
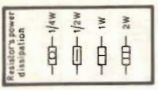
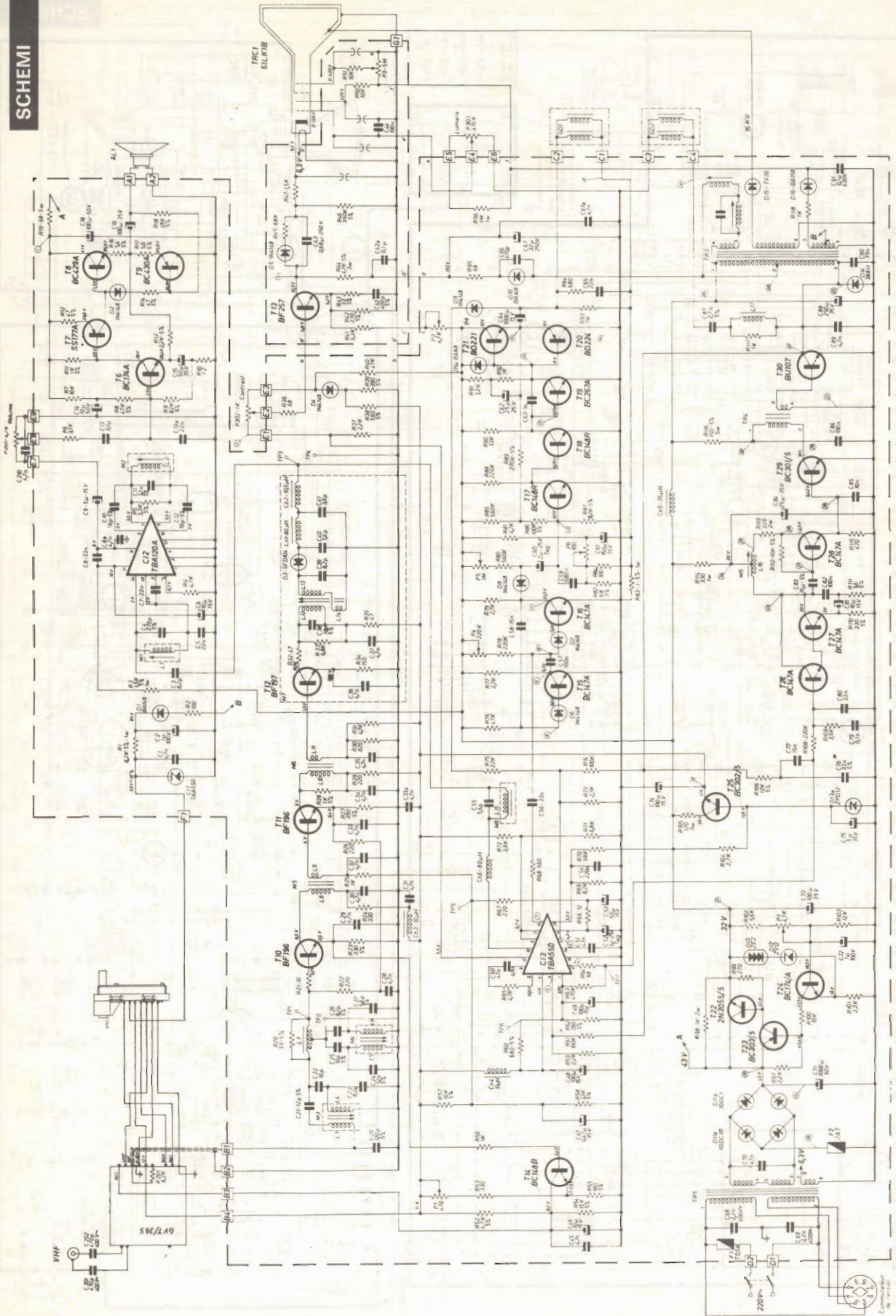
Paolo Macchioni - Via Valsolda, 31 - 00141 Roma

SONOSFERA

10W

AUDAX

una nuova formula di diffusione sonora

La sonosfera è un diffusore che per le ottime caratteristiche acustiche è possibile definire HI-FI.
Con un volume molto ridotto (0,9 litri) ha una potenza di 10 W.
Può essere installato nei modi più diversi: a muro e a soffitto mediante vite di fissaggio, oppure sospesa.
Il suo peso è di 700 g., il diametro di 12 centimetri, l'impedenza di 4-8 ohm, il cavo che può essere usato anche per sospendere la sonosfera è rinforzato all'interno con un filo d'acciaio.

Televisore Galaxi - modelli: Galattico 12" - Osaka 12" - Cosmic 17".

Televisore Šiemens Elettra chassis VT 169.

Televisore Seimart serie BL-BS 20" e 24".

Televisore Rex serie BS 214-0.

Televisore Philco chassis 15H64 P1

SCHEMI
SCHEMA ELETTRICO TV 382
Televisore Autovox mod. 382-12"

il tecnico in Kit

UK 425/S
Box di condensatori
100 ÷ 1500 pF
2,2 ÷ 220 nF

UK 570/S
Generatore di segnali B.F.
10 Hz ÷ 800 kHz

UK 460/S
Generatore di segnali FM
80 ÷ 109 MHz

UK 580/S
Ponte di misura R-L-C
0 ÷ 1 MΩ 0 ÷ 100 Hz
0 ÷ 100 μF

UK 445/S
Wattmetro per B.F.
1,5 ÷ 150 W

UK 415/S
Box di resistori
1 ÷ 100 MΩ

UK 450/S
Generatore Sweep-TV

UK 575/S
Generatore di onde quadre
20 Hz ÷ 20 kHz

UK 550/S
Frequenzimetro B.F.
0 Hz ÷ 100 kHz

UK 405/S
Signal-tracer
100 kHz ÷ 500 MHz

UK 440/S
Capacimetro a ponte
10 pF ÷ 1 μF

UK 470/S
Generator Marker
con calibratore a cristallo

UK 560/S
Analizzatore per transistori
PNP o NPN

UK 808/S
Apparecchio di prova per tiristori

IN VENDITA PRESSO
TUTTE LE SEDI

E I MIGLIORI
RIVENDITORI

STRUMENTIZZATEVI

STRUMENTIZZATEVI

NOVOTest ② NUOVA SERIE

TECNICAMENTE MIGLIORATO
PRESTAZIONI MAGGIORATE
PREZZO INVARIATO

BREVETTATO
Classe 1,5 c.c. 2,5 c.a.
FUSIBILE DI PROTEZIONE
GALVANOMETRO A NUCLEO MAGNETICO
21 PORTATE IN PIU' DEL' MOD. TS 140

Mod. TS 141 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 71 PORTATE

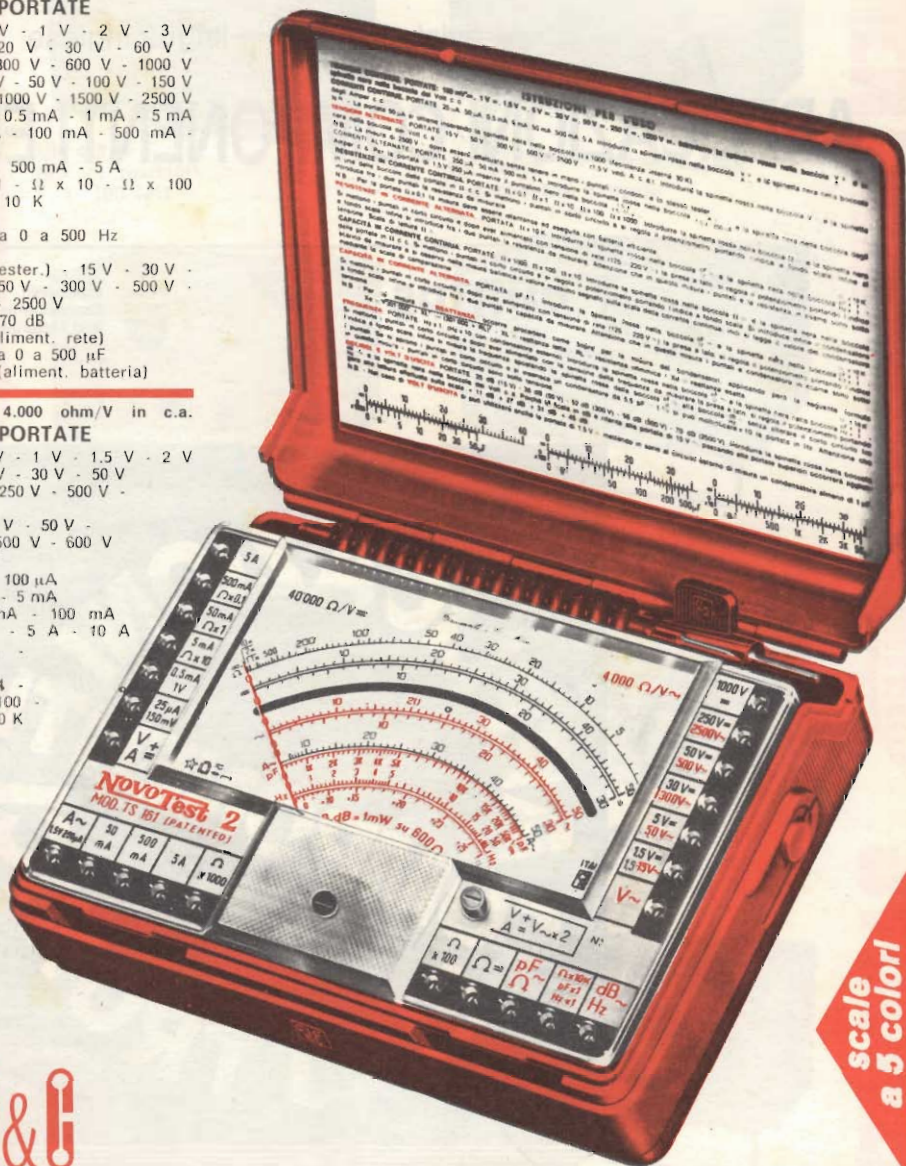
VOLT C.C.	15 portate:	100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V
VOLT C.A.	11 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	12 portate:	50 μA - 100 μA - 0.5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	11 portate:	1.5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

Mod. TS 161 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 69 PORTATE

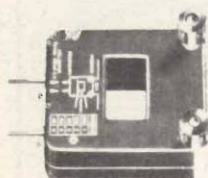
VOLT C.C.	15 portate:	150 mV - 300 mV - 1 V - 1.5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V
VOLT C.A.	10 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
AMP. C.C.	13 portate:	25 μA - 50 μA - 100 μA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0.1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	10 portate:	1,5 V (conden. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (alim. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

scale a 5 colori

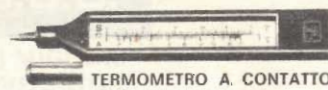
ITALY CIC M **cassinelli & C**

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.52.41 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORE PER Mod. SH/150 portata 150 A
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/30 portata 30 A

CELLULA FOTOELETTRICA
Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX

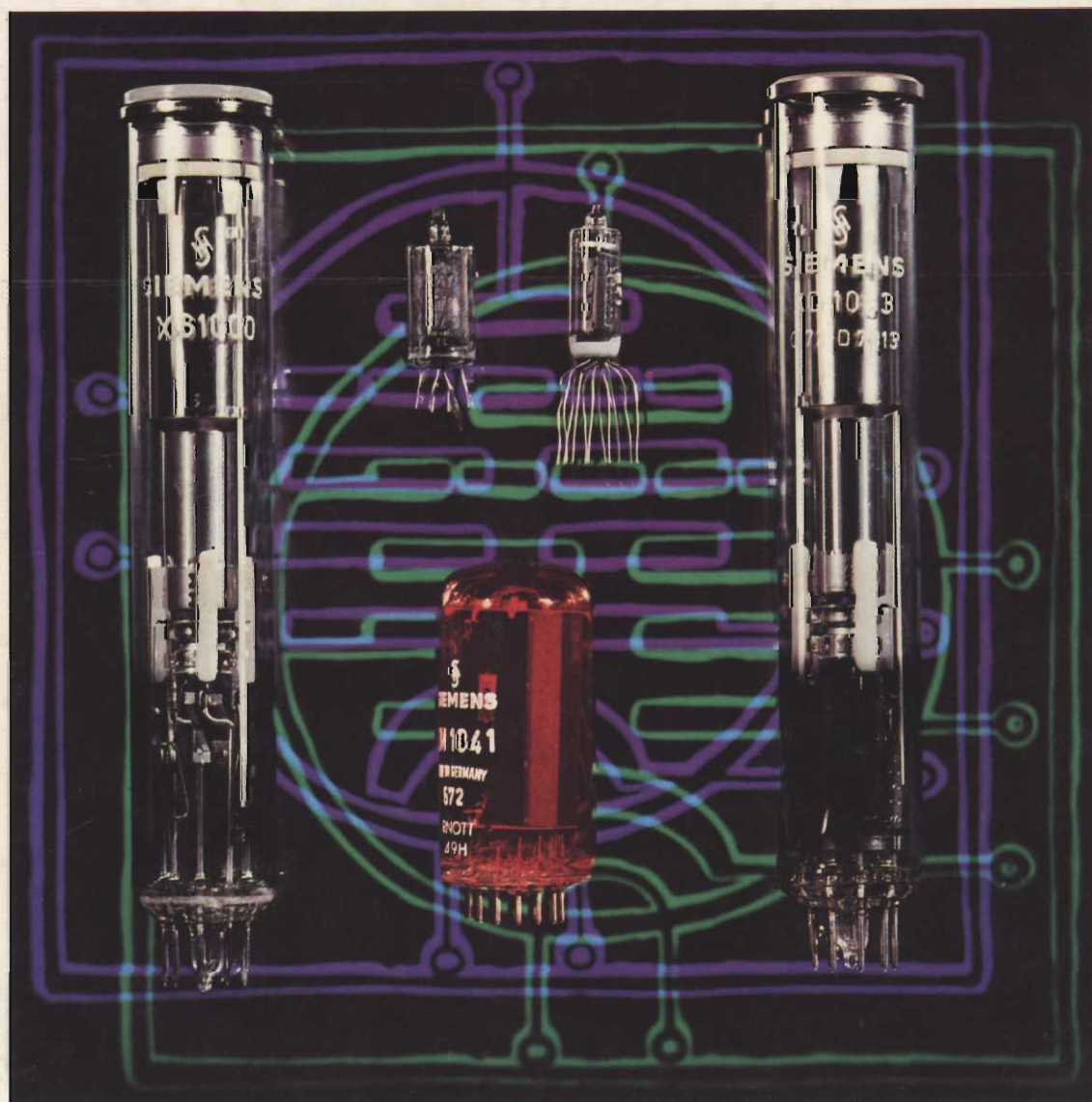
PUNTALE ALTA TENSIONE
Mod. VC5 portata 25.000 Vc.c.

TERMOMETRO A CONTATTO
Mod. T1/N campo di misura da — 25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA:

ANCONA - Carlo Giongo, Via Miano, 13
BARI - Biagio Grimaldi, Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio, Via Zanardi, 2/10
CATANIA - ELETTRO SICULA, Via Cadamosto, 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti, Via Frà Bartolommeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi, Via P. Salvago, 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè, C.so Duca degli Abruzzi, 58 bis
PADOVA - Pierluigi Righetti, Via Lazzara, 8
PESCARA - GE - COM, Via Arrone, 5
ROMA - Dr. Carlo Riccardi, Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

SIEMENS

una soluzione ottimale

• tubi da ripresa per telecamere • tubi per indicatori numerici (nixie) • indicatori a cristalli liquidi • laser per laboratorio e per ingegneria civile
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

componenti elettronici della Siemens